

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

2018-2019

Trabajo Fin de Grado

“Desarrollo de electrónica de altas prestaciones para controladores láser de ultra-bajo ruido”

Karina Pohorila

Tutora

Cristina De Dios Fernández

Leganés, Julio 2019



[Incluir en el caso del interés de su publicación en el archivo abierto]

Esta obra se encuentra sujeta a la licencia Creative Commons **Reconocimiento – No Comercial – Sin Obra Derivada**

RESUMEN

En este trabajo se han desarrollado diferentes diseños de fuentes de alimentación de bajo ruido orientados a su uso en sistemas que operan con diodos láser, utilizando dos modos de alimentación, por regulador de tensión lineal y por convertidor de conmutación CC-CC.

Para ello, se establecen unos requisitos básicos de diseño que puedan cumplir con los principales objetivos del proyecto y se realizan las circuiterías electrónicas adecuadas para obtener el menor nivel ruido posible en el producto final. Mediante un dispositivo de medida específico se verifica el nivel de ruido que es capaz de generar cada una de las fuentes de alimentación diseñadas.

Todos los diseños se enfocan en alimentar sistemas que operan a altas frecuencias y que requieren gran estabilidad en su operación, como pueden ser las tecnologías de ondas milimétricas o la interferometría óptica. Aunque también pueden emplearse en bandas de frecuencias más bajas dado que no presentan ningún inconveniente para estos sistemas.

Palabras clave: *fuentes de alimentación; regulador de tensión; convertidor conmutado CC-CC; ruido; densidad espectral de ruido; altas frecuencias; diodos láser; amplificador de bloqueo.*

ABSTRACT

In this Project different designs of low noise power supply have been developed to supply power to systems which operate with laser diodes, using two modes of supplying, by linear voltage regulator and by power switched converter DC-DC.

For this purpose, basics design requirements are established which allows achieve the fundamental aim of the project and appropriate electronics circuits are made to get the lowest level of noise as possible in the final product. With a specific measure device, it is verified the level of noise which can generate each of the designed power supply.

All designs are focused on supplying high frequency systems which require stability in their operation, like it can be millimeter wave technologies or optical interferometry. Although they can also be used in lower frequencies bands since they do not cause any inconvenience to these systems.

Keywords: *power supply; voltage regulator; power switched converter DC-DC; noise; noise spectral density; high frequencies; laser diodes; lock-in amplifier.*

AGRADECIMIENTOS

Quiero mostrar mi mayor agradecimiento a mi familia por haber estado siempre conmigo apoyándome en mis peores momentos y dándome fuerzas para seguir adelante. A mis padres por haberme dado la oportunidad de estudiar una carrera, a mis hermanas pequeñas por alegrarme los días y a mi pareja por haber seguido conmigo este camino.

Tampoco me olvido de darle las gracias a mi tutora por haberme ofrecido la oportunidad de desarrollar este proyecto, por su confianza y su tiempo dedicado para sacar adelante el trabajo.

Por último, agradecer a todos mis compañeros y amigos de carrera por todas esas tardes de biblioteca estudiando, preparando un examen o trabajo, por todas esas comidas y tomadas de sol en el césped de la universidad y por todas las salidas y grandes momentos juntos.

TABLA DE CONTENIDO

Resumen	III
Abstract.....	IV
Agradecimientos	VI
Índice de figuras	X
Índice de tablas	XIII
1. Introducción.....	1
1.1. Motivación	1
1.2. Objetivos	2
1.3. Estructura del documento	3
2. Estado del arte	4
2.1. Fuentes de alimentación.....	4
2.1.1. Regulador de tensión lineal	4
2.1.2. Convertidor por conmutación	5
2.2. Ruido.....	8
2.3. Ruido en reguladores de tensión y en convertidores conmutados CC-CC	12
2.4. Técnica de medida del ruido	13
3. Estudio y diseño de fuentes de alimentación de bajo ruido.....	16
3.1. Selección del componente principal	17
3.1.1. Reguladores de tensión de ultra-bajo ruido	17
3.1.2. Convertidores conmutados CC-CC de bajo ruido	19
3.2. Consideraciones teóricas.....	21
3.2.1. Análisis térmico	21
3.2.2. Ruido modo común.....	22
3.3. Diseño esquemático	22
3.3.1. Fuentes de alimentación lineales	23
3.3.2. Fuentes de alimentación conmutadas	28
3.3.3. Multiplicadores capacitivos	29
3.4. Placa de circuito impreso	32
3.4.1. Fuentes de alimentación lineales	32
3.4.2. Fuentes de alimentación conmutadas	36
3.4.3. Multiplicadores capacitivos	36
3.5. Diseño de carcasa.....	38

4. Desarrollo de técnica de medida de ruido	40
4.1. Sistema de medida	40
4.2. Implementación de las fuentes de alimentación y sus medidas	42
4.2.1. Comprobación del funcionamiento de placas	42
4.2.2. Medida de ruido interno del Lock-in Amplifier	47
4.2.3. DC- Block	48
4.2.4. Amplificación del ruido	50
4.2.5. Conexión entre dispositivos electrónicos	51
4.2.6. Resultado experimental	52
5. Conclusión y líneas futuras	55
6. Marco regulador	57
7. Entorno socioeconómico	58
7.1. Presupuesto	58
7.2. Impacto socioeconómico	60
8. Bibliografía y referencias	62
ANEXO I: Señales y datos experimentales de densidades espectrales de ruido en fuentes de alimentación	63
ADM7151	63
Frecuencias bajas	63
Frecuencias medias	63
Frecuencias altas	64
LT3045	64
Frecuencias bajas	64
Frecuencias medias	64
Frecuencias altas	65
LT3094	65
Frecuencias bajas	65
Frecuencias medias	65
Frecuencias altas	66
CONVERTIDOR CONMUTADO TDR 3-0523	66
Frecuencias bajas-Salida positiva sin MC	66
Frecuencias medias-Salida positiva sin MC	67
Frecuencias altas-Salida positiva sin MC	67
Frecuencias bajas-Salida negativa sin MC	68
Frecuencias medias-Salida negativa sin MC	69

Frecuencias altas-Salida negativa sin MC	69
Frecuencias bajas-Salida positiva con MC	70
Frecuencias medias-Salida positiva con MC	70
Frecuencias altas-Salida positiva con MC	71
Frecuencias bajas-Salida negativa con MC	71
Frecuencias medias-Salida negativa con MC	71
Frecuencias altas-Salida negativa con MC	72

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Estructura básica interna de un regulador de tensión lineal [3]	4
Figura 2. Topología convertidor reductor (a), convertidor elevador (b) y convertidor reductor-elevador (c)	6
Figura 3. Tensión de salida.....	6
Figura 4. Distribución Gaussiana de una señal de ruido [6].....	9
Figura 5. Distribución de densidad espectral del ruido blanco.....	10
Figura 6. Distribución de densidad espectral del ruido rosa.....	10
Figura 7. Distribución de densidad espectral del ruido en semiconductores.....	11
Figura 8. Esquemático general amplificador Lock-in [13].....	14
Figura 9. Diagrama de bloques del estudio y diseño de las fuentes de alimentación.....	17
Figura 10. Fuente de alimentación con regulador ADM7151	23
Figura 11. Densidad espectral de ruido frente a frecuencia en ADM7151 [18].....	24
Figura 12. Fuente de alimentación con regulador LT3045	24
Figura 13. Resistencias para tensiones de salida comunes del LT3045 [19]	25
Figura 14. Densidad espectral de ruido frente a frecuencia en LT3045 [19]	25
Figura 15. Fuente de alimentación con regulador LT3094	26
Figura 16. Resistencias para tensiones de salida comunes del LT3094 [20]	26
Figura 17. Densidad espectral de ruido frente a frecuencia en LT3094 [20]	27
Figura 18. Fuente de alimentación con convertidor TDR 3-0523	28
Figura 19. Filtro tipo π	28
Figura 20. Filtro LC.....	29
Figura 21. Multiplicador capacitivo positivo (a) y multiplicador capacitivo negativo (b)	30
Figura 22. Simulación del multiplicador capacitivo positivo en circuito (a) en gráfica (b)	31
Figura 23. Simulación del multiplicador capacitivo negativo en circuito (a) y en gráfica (b)	32
Figura 24. Diseño del layout capa superior (a) y capa inferior (b) de la fuente de alimentación con regulador ADM7151	32
Figura 25. Diseño del layout en formato Gerber de la fuente de alimentación con regulador ADM7151	33
Figura 26. Resultado final de la PCB con ADM7151	33
Figura 27. Diseño del layout capa superior (a) y capa inferior (b) de la fuente de alimentación con regulador LT3045	33
Figura 28. Diseño del layout en formato Gerber de la fuente de alimentación con regulador LT3045	34
Figura 29. Resultado final de la PCB con LT3045	34
Figura 30. Diseño del layout capa superior (a) y capa inferior (b) de la fuente de alimentación con regulador LT3094.....	35
Figura 31. Diseño del layout en formato Gerber de la fuente de alimentación con regulador LT3094	35
Figura 32. Resultado final de la PCB con LT3094	35
Figura 33. Diseño del layout capa superior (a) y capa inferior (b) de la fuente de alimentación con convertidor TDR 3-0523	36

Figura 34. Diseño del layout en formato Gerber de la fuente de alimentación con convertidor TDR 3-0523	36
Figura 35. Resultado final de la PCB con TDR 3-0523	36
Figura 36. Diseño del layout de las capas superiores e inferiores de ambos multiplicadores capacitivos	37
Figura 37. Diseño del layout en formato Gerber de multiplicador capacitivo positivo (a) y multiplicador capacitivo (b)	37
Figura 38. Resultado final de la PCB del multiplicador capacitivo positivo (a) y multiplicador capacitivo negativo (b).....	38
Figura 39. Carcasa 3D para placa pequeña.....	38
Figura 40. Carcasa 3D para placa grande	38
Figura 41. Producto final carcasa pequeña	39
Figura 42. Producto final carcasa grande	39
Figura 43. HF2LI Lock-in Amplifier [21].....	40
Figura 44. Diagrama funcional del HF2LI [21]	41
Figura 45. Diagrama de bloques desde su implementación hasta el resultado experimental	42
Figura 46. Forma de onda de la tensión de salida del regulador ADM7151	43
Figura 47. Forma de onda de la tensión de salida del regulador LT3045	43
Figura 48. Forma de onda de la tensión de salida del regulador LT3094	43
Figura 49. Forma de onda de la tensión de salida positiva del convertidor sin MC	44
Figura 50. Forma de onda de la tensión de salida negativa del convertidor con MC	45
Figura 51. Forma de onda de la tensión de salida del convertidor negativo sin MC	46
Figura 52. Forma de onda de la tensión de salida del convertidor negativo con MC	46
Figura 53. LabOne UI: Pestaña scope refleja el ruido generado por el propio Lock-in Amplifier con acoplo AC	47
Figura 54. LabOne UI: Pestaña scope refleja el ruido generado por el propio Lock-in Amplifier sin acoplo AC	48
Figura 55. Bloqueador de continua con resistencia de 50 Ω y capacidad de 1.2 mF	49
Figura 56. Conexión de la placa DC-Block con el Lock-in Amplifier.....	49
Figura 57. ANALOG MODULES 351A-3-50-NI [23].....	50
Figura 58. Diagrama de Bode del amplificador de tensión 351A-3-50-NI.....	51
Figura 59. Señales de densidad espectral de ruido a frecuencias bajas	53
Figura 60. Señales de densidad espectral de ruido a frecuencias medias.....	54
Figura 61. Señales de densidad espectral de ruido a frecuencias altas.....	54
Figura 62. Respuesta de densidad espectral de ruido a frecuencias bajas del ADM7151	63
Figura 63. Respuesta de densidad espectral de ruido a frecuencias medias del ADM7151	63
Figura 64. Respuesta de densidad espectral de ruido a frecuencias altas del ADM7151.....	64
Figura 65. Respuesta de densidad espectral de ruido a frecuencias bajas del LT3045 ..	64
Figura 66. Respuesta de densidad espectral de ruido a frecuencias medias del LT3045 ..	64
Figura 67. Respuesta de densidad espectral de ruido a frecuencias altas del LT3045 ...	65
Figura 68. Respuesta de densidad espectral de ruido a frecuencias bajas del LT3094 ..	65
Figura 69. Respuesta de densidad espectral de ruido a frecuencias medias del LT3094 ..	65
Figura 70. Respuesta de densidad espectral de ruido a frecuencias altas del LT3094 ...	66

Figura 71. Respuesta de densidad espectral a frecuencias bajas de salida positiva del TDR 3-0523 sin MC	66
Figura 72. Respuesta de densidad espectral a frecuencias medias de salida positiva del TDR 3-0523 sin MC	67
Figura 73. Respuesta de densidad espectral a frecuencias altas de salida positiva del TDR 3-0523 sin MC	68
Figura 74. Respuesta de densidad espectral a frecuencias bajas de salida negativa del TDR 3-0523 sin MC	68
Figura 75. Respuesta de densidad espectral a frecuencias medias de salida negativa del TDR 3-0523 sin MC	69
Figura 76. Respuesta de densidad espectral a frecuencias altas de salida negativa del TDR 3-0523 sin MC	70
Figura 77. Respuesta de densidad espectral a frecuencias bajas de salida positiva del TDR 3-0523 con MC	70
Figura 78. Respuesta de densidad espectral a frecuencias medias de salida positiva del TDR 3-0523 con MC	70
Figura 79. Respuesta de densidad espectral a frecuencias altas de salida positiva del TDR 3-0523 con MC	71
Figura 80. Respuesta de densidad espectral a frecuencias bajas de salida negativa del TDR 3-0523 con MC	71
Figura 81. Respuesta de densidad espectral a frecuencias medias de salida negativa del TDR 3-0523 con MC	71
Figura 82. Respuesta de densidad espectral a frecuencias altas de salida negativa del TDR 3-0523 con MC	72

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Requisitos de tensiones de entrada y salida para los diseños	16
Tabla 2. Comparativa de reguladores de tensión seleccionados de Analog Devices	17
Tabla 3. Comparativa de reguladores de tensión seleccionado de Texas Instruments	19
Tabla 4. Comparativa de convertidores CC-CC seleccionado de TRACO POWER.....	20
Tabla 5. Comparativa de tensiones teóricas frente a tensiones experimentales en reguladores de tensión lineales	44
Tabla 6. Comparativa de tensiones teóricas frente a tensiones experimentales en convertidor conmutado positivo	45
Tabla 7. Comparativa de tensiones teóricas frente a tensiones experimentales en convertidor conmutado negativo	46
Tabla 8. Presupuesto.....	58
Tabla 9. Resumen del presupuesto	60
Tabla 10. Resumen de resultados experimentales	72

1. INTRODUCCIÓN

1.1. MOTIVACIÓN

En la actualidad, cada vez es más necesario que la comunicación a través de medios electrónicos o informáticos sea lo más eficiente y rápida posible. Por ello, en los sistemas de comunicación y de medida que operan a altas frecuencias, la estabilidad es un aspecto fundamental a tener en cuenta para obtener la máxima calidad de la información.

La espectroscopia, la interferometría, las tecnologías que operan con diodos láser y otros muchos sistemas de alta frecuencia, toman una gran importancia en el mercado y cada vez son más demandados. Sin embargo, la operación de estos sistemas requiere la menor interferencia posible de señales indeseadas para lograr una buena estabilidad en su funcionamiento, siendo el ruido el principal inconveniente en las señales. Esto implica, que para lograr una buena transmisión de señal por medio de estos sistemas, es importante evitar que cualquier señal ruidosa sea introducida para lograr una respuesta no solo rápida sino que también con buena calidad.

Por estas razones, dado que estos sistemas están formados por diversos dispositivos electrónicos que requieren diferentes niveles de tensión en su alimentación, proporcionarles el voltaje adecuado sin introducir señales ruidosas hace un papel importante para conseguir una gran estabilidad en los sistemas de alta frecuencia. Para hacer esto funcional, es necesario un diseño adecuado y preciso de las fuentes de alimentación.

En este trabajo, se desarrollan unos diseños de las fuentes de alimentación compactas con bajo nivel de ruido y con diferentes niveles de tensión cuyo interés principal es estudiar y hacer una comparativa de dos maneras diferentes de alimentar los sistemas de alta frecuencia partiendo de un voltaje estándar a la entrada. El trabajo se enfoca principalmente en realizar un diseño adecuado de fuentes de alimentación orientadas a su uso en sistemas de diodo láser de altas prestaciones. Se han seleccionado los componentes necesarios y apropiados que compondrán las fuentes de alimentación de bajo ruido. Posteriormente con las medidas experimentales se ha llevado a cabo un estudio y una comparativa de los resultados de la cantidad de ruido que pueden llegar a introducir. En principio, las fuentes de alimentación diseñadas se enfocarán a la alimentación de sistemas que operan empleando diodos láser, pero pueden ser utilizadas para la alimentación de otros sistemas de frecuencias más bajas donde el ruido no es una magnitud crítica en su funcionamiento.

1.2. OBJETIVOS

El proyecto es desarrollado en una empresa de fotónica y terahercios (THz) cuyos productos se basan en el desarrollo de altas tecnologías que operan principalmente con diodos láser. Uno de los problemas con los que se ha enfrentado la empresa es ofrecer una alimentación estable a sus productos de altas prestaciones. Como consecuencia de ello, el principal objetivo de este trabajo consiste en el desarrollo de fuentes de alimentación de muy bajo ruido capaces de proporcionar los niveles de tensión requeridos por los sistemas ofreciendo gran estabilidad, desde un diseño riguroso de las placas que las componen hasta el estudio final de los resultados obtenidos en la medición y registro del ruido.

Inicialmente, para el diseño se establecen diferentes niveles de tensión que las fuentes de alimentación suministrarán a los sistemas y se proponen a su vez dos maneras de alimentación, mediante reguladores de tensión lineales y mediante convertidores conmutados CC-CC para posteriormente hacer una comparativa entre ellas a nivel de ruido.

A continuación, se realizará un estudio de componentes de bajo ruido que comprenderán las placas de las fuentes de alimentación y se escogerán aquellos que ofrezcan las mejores características según lo requerido por el proyecto.

El proyecto se basará en realizar un diseño adecuado de las placas electrónicas, por lo que se realizarán los cálculos y simulaciones necesarios para crear los esquemáticos de los circuitos electrónicos de cada una de las fuentes de alimentación. Seguido de los esquemáticos se realizará el diseño adecuado de las placas de circuito impreso en las que se soldarán los componentes, dando lugar finalmente a las fuentes de alimentación.

Una vez completado el diseño, se procederá a la realización de pruebas experimentales. En este proceso, se centrará en tomar las medidas de ruido de los diferentes diseños y se desarrollará un protocolo de comparativa de los resultados que se obtendrán.

Finalmente, se diseñarán también unas carcasas de forma mecánica para cada una de las placas que permitirán la posterior portabilidad de estas sin ser dañadas y facilitarán su uso en otros sistemas electrónicos.

1.3. ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO

La estructura del documento se muestra a continuación:

- **Capítulo 1 - Introducción:** se describe la motivación que ha empujado para la realización del presente trabajo, así como los objetivos a realizar junto con la organización del mismo.
- **Capítulo 2 - Estado del arte:** se describen los conceptos teóricos necesarios para comprender el desarrollo del proyecto, y los trabajos y estudios existentes relacionados con el mismo.
- **Capítulo 3 – Estudio y diseño de fuentes de alimentación de bajo ruido:** se detallan los procesos de análisis, diseño e implementación de las fuentes de alimentación desarrolladas.
- **Capítulo 4 - Desarrollo de técnica de medida de ruido:** se describen las técnicas de medida y se analizan los resultados obtenidos.
- **Capítulo 5 - Conclusión y líneas futuras:** se desarrolla la reflexión final del trabajo realizado, los objetivos cumplidos y futuras mejoras.
- **Capítulo 6 - Marco regulador:** se realiza un breve estudio sobre los estándares técnicos, legislación aplicable y propiedad intelectual.
- **Capítulo 7 - Entorno socioeconómico:** se detalla el presupuesto del trabajo realizado y un breve resumen del impacto socioeconómico.
- **Capítulo 8 - Bibliografía y referencias:** se recogen los medios consultados para la realización del trabajo.
- **ANEXOS**

2. ESTADO DEL ARTE

2.6. FUENTES DE ALIMENTACIÓN

Los circuitos electrónicos requieren múltiples niveles de voltaje que una fuente de alimentación estándar o fuente de potencia no es capaz de proporcionar. Para ello, los diseñadores utilizan unos métodos que consiguen convertir los voltajes estándares de una fuente de potencia en los voltajes requeridos por las cargas [1]. Existen dos maneras de conversión; mediante reguladores de tensión lineal y mediante convertidores conmutados.

A continuación, se ofrece un breve resumen del funcionamiento de los reguladores lineales y los convertidores conmutados. Para más detalle [2].

2.1.1. REGULADOR DE Tensión LINEAL

Un regulador de tensión lineal es un circuito electrónico de control cuya función principal es generar un nivel de tensión predefinido para la carga a la que se conecte. Utiliza una estructura de diseño muy simple, formada principalmente por un transistor de potencia, un amplificador de error y dos resistencias de realimentación (**Figura 1**).

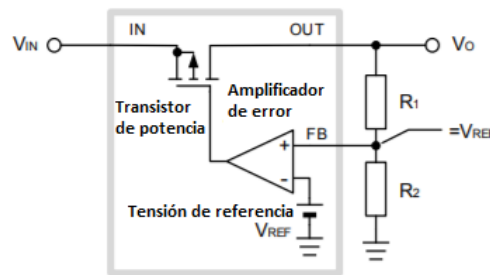


Figura 1. Estructura básica interna de un regulador de tensión lineal [3]

El transistor de potencia opera en su zona lineal funcionando como una resistencia variable en serie con la carga de salida [4], y como consecuencia, disipa una elevada potencia. El amplificador de error funciona como un amplificador en lazo abierto, en el que la corriente que pasa por sus pines de entrada es mínima y prácticamente despreciable, siendo a su vez la tensión del pin positivo igual a la tensión del pin negativo, $V_+ = V_- = V_{REF}$. La función principal del amplificador es comparar constantemente la tensión de salida V_o con la tensión de referencia V_{REF} cuyo valor es fijo, ajustando el transistor de potencia para que la tensión de salida V_o permanezca constante. A su vez, las resistencias de realimentación establecen el valor de la tensión de salida del regulador siguiendo la siguiente ecuación:

$$V_o = V_{REF} \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (2.1)$$

donde V_o es la tensión de salida del regulador, V_{REF} es la tensión de referencia y R_1 y R_2 las resistencias de realimentación.

Uno de los beneficios que presentan los reguladores de tensión es su simplicidad de operación. Sin embargo, debido a ello y por su estructura de circuito, solo son capaces de trabajar como reductores de tensión, es decir, sacar tensiones por debajo de su tensión de

entrada. No solo eso, los transistores al trabajar en su zona lineal disipan mucha potencia y como consecuencia generan mucho calor. El regulador de tensión deja pasar toda su corriente de carga a través del transistor generándose una potencia de disipación [4] que viene determinada por la siguiente ecuación:

$$P_D = I_o(V_{IN} - V_o) \quad (2.2)$$

donde P_D es la potencia disipada, I_o es la corriente a través del transistor y V_{IN} la tensión de entrada.

Considerando esta relación, la potencia disipada por el regulador depende de la caída de tensión que se produce en él, por tanto, cuanto mayor sea la diferencia entre las tensiones, mayor potencia se disipa y como consecuencia se genera más calor. Esto supone, que el transistor de potencia debe tener una capacidad térmica capaz de soportar la potencia disipada [4].

Otra de las desventajas que presenta el regulador de tensión, es su eficiencia que depende del trabajo del transistor. La eficiencia puede expresarse como:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{IN}} \times 100 \% \quad (2.3)$$

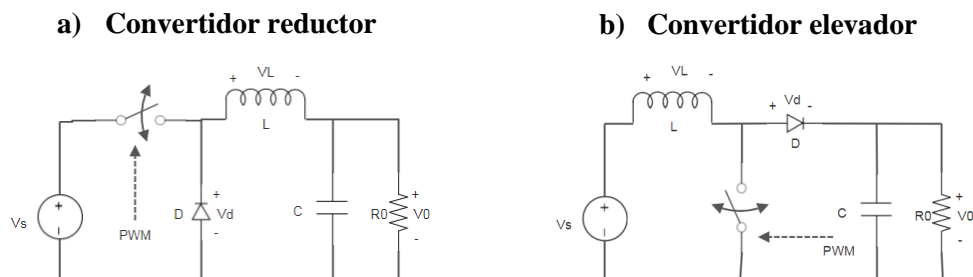
donde η es la eficiencia del regulador P_{IN} es la potencia de entrada y P_o es la potencia de salida.

Finalmente, no todo son desventajas y la zona de trabajo del transistor hace que no se produzca un ruido por conmutación siendo un método de conversión de tensiones bajo en ruido.

2.1.2. CONVERTIDOR POR CONMUTACIÓN

Las fuentes de alimentación por conmutación están formadas por un circuito convertidor CC-CC que generan a su salida un nivel de tensión continuo predefinido para la carga regulado por un transistor de potencia operando como un interruptor conmutando entre corte y saturación.

Presentan una gran versatilidad ofreciendo numerosas topologías según el nivel de voltaje requerido, en otras palabras, son capaces de reducir, elevar o incluso invertir el voltaje estándar [1]. Pero a pesar de las numerosas topologías, comparten una estructura general formada por un transistor de potencia, un diodo, una bobina y un condensador a la salida. En la **Figura 2** se muestran las tres topologías fundamentales.



c) Convertidor reductor-elevador

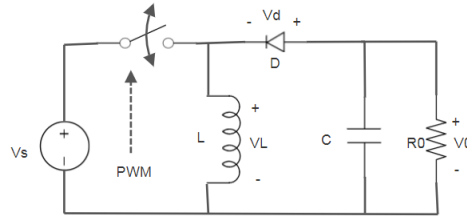


Figura 2.Topología convertidor reductor (a), convertidor elevador (b) y convertidor reductor-elevador (c)

El corazón del convertidor es un oscilador PWM (*Pulse Width Modulation*) o modulador por ancho de pulso, que genera una onda cuadrada aplicada a la entrada del transistor controlando su encendido y apagado. La duración del encendido y apagado del transistor viene determinado por el ciclo de trabajo D de la señal PWM. Si se considera un caso ideal de un convertidor básico formado solamente por un transistor, el trabajo periódico del transistor produce una salida de pulsos [2] mostrada en la **Figura 3** y la componente continua de salida vendría dada por la relación (2.4).

$$V_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v_0(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_s dt = V_s D \quad (2.4)$$

siendo V_0 es la tensión de salida del convertidor, T es el periodo de conmutación, V_s la tensión de entrada al convertidor y $D = \frac{T_{conducción}}{T}$.

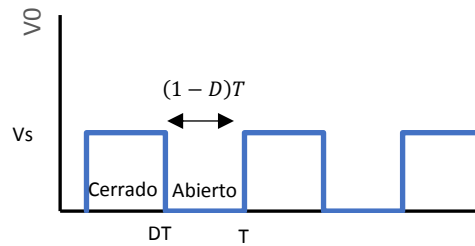


Figura 3.Tensión de salida

El circuito conmutador se divide a su vez en dos fases de funcionamiento dependiendo del estado del transistor, fase de carga y fase de descarga.

En la fase de carga el interruptor se encuentra cerrado y el diodo polariza en inversa, y la tensión en la bobina para cada una de las topologías es:

Reductor $V_L = V_s - V_0 = L \frac{dI_L}{dt}$

Elevador $V_L = V_s = L \frac{dI_L}{dt} \quad (2.5)$

Reductor-Elevador $V_L = V_s = L \frac{dI_L}{dt}$

siendo V_L la tensión en la bobina, L el valor del inductor y $\frac{dI_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t}$ la derivada de la corriente en la bobina constante, se calcula la variación de corriente en el inductor Δi_L .

Reductor	$\Delta_{iL}(cerrado) = \frac{V_S - V_0}{L}(DT)$	
Elevador	$\Delta_{iL}(cerrado) = \frac{V_S}{L}(DT)$	(2.6)
Reductor-Elevador	$\Delta_{iL}(cerrado) = \frac{V_S}{L}(DT)$	

Mientras en la fase de descarga, el interruptor está abierto y el diodo se encuentra polarizado en directa, la tensión en la bobina es:

Reductor	$V_L = -V_0 = L \frac{dI_L}{dt}$	
Elevador	$V_L = V_S - V_0 = L \frac{dI_L}{dt}$	(2.7)
Reductor-Elevador	$V_L = V_0 = L \frac{dI_L}{dt}$	

y por tanto la variación de corriente en el inductor es:

Reductor	$\Delta_{iL}(abierto) = \frac{-V_0}{L}(1-D)T$	
Elevador	$\Delta_{iL}(abierto) = \frac{V_S - V_0}{L}(1-D)T$	(2.8)
Reductor-Elevador	$\Delta_{iL}(abierto) = \frac{V_0}{L}(1-D)T$	

Siendo en un estado permanente donde la corriente en la bobina es la misma al principio y al final de cada conmutación, $\Delta_{iL}(cerrado) = \Delta_{iL}(abierto)$ y combinando las ecuaciones (2.6) y (2.8) se obtiene finalmente la tensión de salida del convertidor.

Reductor	$\frac{V_S - V_0}{L}(DT) + \frac{-V_0}{L}(1-D)T = 0 \rightarrow V_0 = V_S D$	
Elevador	$\frac{V_S}{L}(DT) + \frac{V_S - V_0}{L}(1-D)T = 0 \rightarrow V_0 = \frac{V_S}{1-D}$	(2.9)
Reductor-Elevador	$\frac{V_S}{L}(DT) + \frac{V_0}{L}(1-D)T = 0 \rightarrow V_0 = -V_S \frac{D}{1-D}$	

De las determinaciones de la tensión de salida de las topologías analizadas, se concluye que las tensiones de salida en los convertidores solo dependen de la tensión de entrada V_S y del ciclo de trabajo D . De la misma forma, se concluye que en estado estacionado la potencia entregada es igual a la potencia suministrada a la carga $P_S = P_0$ consiguiendo una tensión constante a la salida $V_0 = cte$. Sin embargo, en la práctica ni las potencias son iguales, ni la tensión a la salida es perfectamente constante lo cual se producirán pequeñas variaciones de la tensión de salida denominado *rizado*.

El rizado de la tensión se calcula según la tensión y corriente en el condensador [2]. Aplicando la definición del condensador:

$$Q = CV_0 \rightarrow \Delta V_0 = \frac{\Delta Q}{C} \quad (2.10)$$

siendo ΔQ la variación de la carga del condensador, C la capacidad del condensador y ΔV_0 la tensión de rizado. Si tenemos en cuenta que $Q = \int i(t) dt$, entonces para cada topología el rizado se expresa como:

Reductor	$\Delta V_0 = \frac{\Delta i_L T}{8C} = \frac{V_0(1-D)T}{8C}$	
Elevador	$\Delta V_0 = \frac{V_0 DT}{RC}$	(2.11)
Reductor-Elevador	$\Delta V_0 = \frac{V_0 DT}{RC}$	

Considerando este análisis de los convertidores conmutados, se considera una gran desventaja el ruido de conmutación que producen, sin embargo, su arquitectura hace que sean más versátiles que otros medios de conversión y más eficientes por la zona que trabaja el transistor ya que apenas disipan potencia.

2.2. RUIDO

La presencia de ruido es un problema que ha sido ampliamente tratado en el ámbito de la electrónica y de la telecomunicación. A continuación se ofrece un breve resumen que pretende dar contexto al presente trabajo. Para un análisis más exhaustivo y completo consultar [5].

En un circuito electrónico, el ruido puede considerarse como toda aquella fluctuación de tensión o corriente indeseada que interfiere en la señal que se desea procesar o transmitir. El ruido puede ser generado en el interior del dispositivo electrónico denominado ruido interno, o mediante fuentes externas naturales o artificiales cuyo nombre recibe como ruido externo. Existe un origen físico del ruido interno que produce unas fluctuaciones en el tiempo que son debidas a un número de portadoras de carga en un plano específico [5]. “Estas fluctuaciones son tanto universales como inevitables” [5]. A diferencia del ruido interno, el ruido externo es generado fuera del circuito a investigar actuando como un antena receptora [5].

Además de caracterizar el ruido por su fuente de generación, el ruido se distingue por su densidad espectral y su distribución en amplitud.

Cuando se trata de ruido en amplitud, la distribución de valores es de tipo Gaussiana (**Figura 4**) y su intensidad se mide en valor cuadrático medio (RMS).

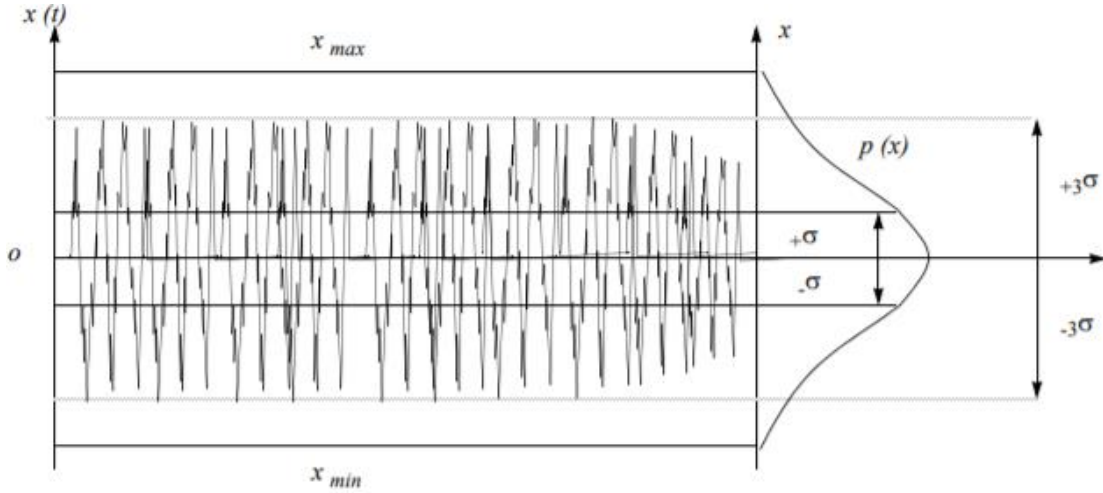


Figura 4. Distribución Gaussiana de una señal de ruido [6]

Si se considera que la onda de ruido viene dada por una tensión $V_n(t)$ o por una intensidad $I_n(t)$ su valor cuadrático medio se define respectivamente como:

$$V_{n,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_n^2(t) dt} \quad I_{n,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_n^2(t) dt} \quad (2.12)$$

donde T se identifica con un intervalo de tiempo durante el cual se observa la señal, dado que la amplitud de una señal aleatoria tiene un valor diferente en cada instante.

De esta ecuación, se puede sacar la expresión de la potencia media disipada en una resistencia R:

$$P_n = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{V_n^2(t)}{R} dt = \frac{V_{n,rms}^2}{R} \quad P_n = \frac{1}{T} \int_0^T I_n^2(t) R dt = I_{n,rms}^2 R \quad (2.13)$$

donde R es la resistencia a través de la cual se disipa potencia.

Dada esta expresión, el valor cuadrático medio es igual a la potencia disipada por unidad de resistencia. Por tanto, considerando esta igualdad la relación señal a ruido (SNR, *Signal-to-Noise Ratio*), puede medirse tanto con la potencia media disipada como con el valor cuadrático medio. Dicha relación se expresa como:

$$SNR = \frac{P_{señal}}{P_n} = \frac{V_{pp}}{V_{n,rms}} \quad (2.14)$$

siendo V_{pp} el valor de pico máximo y mínimo que la señal de ruido alcanza.

Por otro lado, la potencia media de ruido disipada se distribuye por todo un espectro de frecuencias. Si las ecuaciones (2.13) se integran en un dominio de frecuencias, se obtiene la densidad espectral de potencia de ruido $P_n(f)$ y se expresa según las siguientes ecuaciones:

$$V_n^2(f) = \frac{dV_{n,rms}^2}{df} \quad I_n^2(f) = \frac{dI_{n,rms}^2}{df} \quad (2.15)$$

cuyas unidades de medidas son V^2/Hz y A^2/Hz respectivamente.

Así mismo, basta con realizar la raíz cuadrada en las ecuaciones (2.15) para obtener la densidad espectral de ruido de tensión $V_n(f)$ e intensidad $I_n(f)$ cuyas unidades se expresan en V/\sqrt{Hz} y A/\sqrt{Hz} respectivamente.

A su vez, el ruido puede clasificarse en dos tipos según su densidad espectral de ruido como, **ruido blanco** y **ruido rosa**.

El ruido blanco se caracteriza por tener una densidad espectral de ruido constante en todo el ancho de banda dado y muestra un espectro de potencia plano (**Figura 5**).

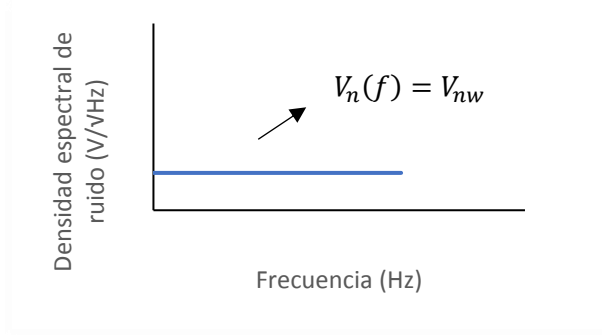


Figura 5. Distribución de densidad espectral del ruido blanco

El ruido rosa se define como aquel ruido cuya densidad espectral de ruido es inversamente proporcional a la frecuencia $1/f$ (**Figura 6**). Por lo general, el ruido rosa se debe a fallas en los materiales o a la imperfección de un proceso de fabricación.

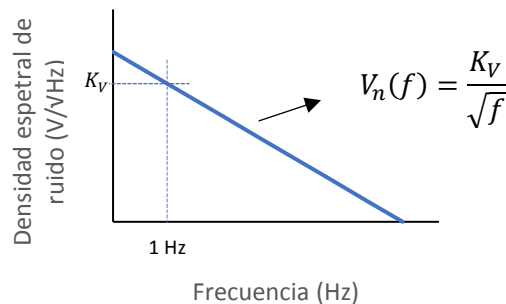


Figura 6. Distribución de densidad espectral del ruido rosa

Considerando estos dos ruidos, lo más común de los semiconductores es una mezcla de estos dos tipos de ruido dando lugar a una curva de densidad espectral de ruido como se muestra en la **Figura 7** donde el ruido rosa predomina las bajas frecuencias, es decir, por debajo de la frecuencia de corte F_c y el ruido blanco las altas frecuencias. Aunque a bajas frecuencias exista la posibilidad de otros tonos de ruido dado que se llama ruido coloreado para un orden genérico de $\frac{1}{f^n}$ donde n define el tipo de color del ruido siendo $n = 1$ el ruido rosa.

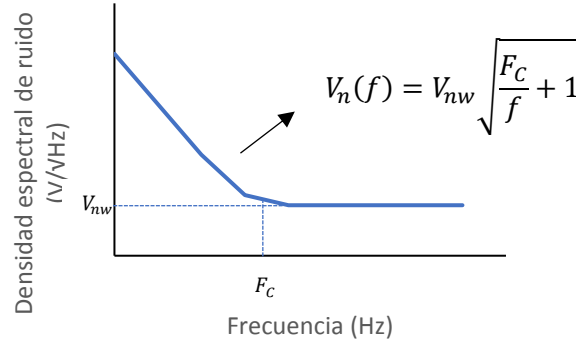


Figura 7. Distribución de densidad espectral del ruido en semiconductores

Existen numerosos tipos de ruido según su origen físico:

- **Ruido térmico:** también conocido como ruido Johnson, su origen viene dado por la agitación térmica de forma aleatoria de electrones en el interior de un material conductor. “El ruido térmico es consecuencia de la naturaleza discreta de la carga y la materia” [5], por lo que no depende del material del que esté construido, ni de la polarización del dispositivo ni de la intensidad que lo atraviese. El ruido térmico es únicamente consecuencia del valor de la resistencia y su temperatura en Kelvin y debido a que puede modelarse como ruido blanco, su densidad espectral de ruido es una cantidad constante y se expresa como:

$$\begin{aligned} V_{nT}^2(f) &= 4kTR \\ I_{nT}^2(f) &= \frac{4kT}{R} \end{aligned} \quad (2.16)$$

donde k es la constante de *Boltzmann* ($1.38 \cdot 10^{-23}$ J/°K), T es la temperatura absoluta en grados Kelvin y R es la resistencia en ohmios.

- **Ruido de disparo:** es otro tipo de ruido que puede modelarse como ruido blanco, cuyo origen viene determinado por una corriente que atraviesa una barrera potencial [7]. Dicho de otra manera, cuando los electrones individuales de un flujo de corriente llegan aleatoriamente a una unión pn (estructura fundamental de componentes electrónicos principalmente diodos y transistores). Debido a que su espectro de señal es de tipo blanco, su densidad espectral de potencia es constante para todas las frecuencias y depende de la polarización de los dispositivos:

$$I_{nD}^2(f) = 2qI \quad (2.17)$$

donde q es la carga de los electrones ($1.6 \cdot 10^{-19}$ Culombios) e I es la intensidad media que atraviesa la barrera potencial.

- **Ruido de fluctuación o ruido Flicker:** aunque el origen físico de este ruido aún es desconocido [5], se sabe que este tipo de ruido se encuentra dentro de todos los dispositivos activos y pasivos [7] y que es causado por variaciones aleatorias en la corriente que atraviesa estos dispositivos debido a sus defectos materiales. El ruido Flicker se modela como ruido rosa y por tanto se caracteriza por tener una

densidad espectral de potencia inversamente proporcional a la frecuencia y cuya ecuación se define como:

$$I_{nF}^2(f) = \frac{K_f I^\alpha}{f^n} \quad (2.18)$$

donde K_f es una constante que depende del dispositivo, α es una constante propia de cada dispositivo cuyo valor varía entre 0.5 y 2, I la corriente continua que atraviesa el dispositivo, f la frecuencia y $n = 1$ constante propia del ruido rosa.

- **Ruido coloreado de orden superior:** el origen físico de este ruido tampoco se conoce, pero parece estar asociado a la contaminación de átomos de metales pesados en los materiales. Este ruido se produce a bajas frecuencias (por debajo de 100 Hz) que provoca una modulación de la corriente y puede ocurrir entre 1 ms y 1 s [8]. Su densidad espectral de ruido viene determinada por la siguiente ecuación:

$$I_{nP}^2(f) = KI \times \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{F_C}\right)^2} \quad (2.19)$$

siendo K la constante del dispositivo, I la corriente continua que atraviesa el dispositivo, f la frecuencia y F_C la frecuencia de corte.

2.3. RUIDO EN REGULADORES DE TENSIÓN Y EN CONVERTIDORES CONMUTADOS CC-CC

Los reguladores de tensión y los convertidores conmutados son fuentes de alimentación de distinta arquitectura y, por lo tanto, el origen y el tipo de ruido que generan también es diferente.

Comenzando por los reguladores de tensión, en los que el nivel de ruido es razonablemente bajo, es importante saber que tiene dos principales fuentes que lo originan.

- **Amplificador de error:** el diseño propio del amplificador hace que la etapa de entrada tenga mucha ganancia [9] como consecuencia de ello, todo ruido que se genere en el interior del amplificador de error es incrementado por la ganancia. Sin embargo, estos amplificadores presentan un ancho de banda suficientemente bajo para compensar la amplificación de ruido y por ello generalmente esto no supone gran problema en los reguladores de tensión. A pesar de ello, existen maneras de reducir el poco ruido generado por el amplificador disminuyendo la proporción entre las resistencias de realimentación o acoplando un condensador a la resistencia superior de realimentación para conseguir atenuar el ruido a frecuencias altas.
- **Voltaje de referencia:** toda tensión tiene una pequeña distribución Gaussiana de ruido, por tanto, no se descarta el ruido procedente de la tensión de referencia

interna del regulador. Algunos reguladores permiten reducir el ruido mediante un acoplo externo de un condensador que desvía este ruido mientras que la otra manera de evitarlo es utilizando reguladores lineales de referencia una fuente de corriente que permite generar un voltaje de referencia mediante una resistencia externa a diferencia de aquellos reguladores lineales de referencia una fuente de tensión cuya densidad espectral de ruido de tensión resulta ser constante sobre una frecuencia [10].

En el caso de los convertidores conmutados CC-CC, presentan 3 tipos diferentes de ruido [11].

- **Señal de rizado:** este tipo de ruido se produce a bajas frecuencias y es el resultado de la corriente de rizado en la bobina y la impedancia del condensador de salida [12]. El condensador de salida resulta ser un filtro para el rizado de la bobina, por tanto, si la capacidad del condensador fuera infinitamente grande, la tensión de salida sería constante. Desafortunadamente, en la práctica esto no es posible ya que el condensador internamente presenta dos componentes más: una resistencia equivalente en serie y una bobina equivalente en serie. Por tanto, la tensión de salida o rizado, depende mucho de la contribución de estos tres componentes juntos. Para eliminar el rizado la manera conveniente de hacerlo es mediante condensadores adicionales en paralelo a la salida del convertidor. Aunque puedan existir otras formas de reducir aún más este ruido introduciendo un filtro LC a la salida.
- **Ruido en amplitud:** este ruido es del tipo de ruido de distribución Gaussiana, que se encuentra principalmente en el rango de frecuencia de 10 Hz y 1MHz [11]. La amplitud de este ruido es muy pequeña en comparación a la señal de rizado, de un orden de μV y es por lo general difícil de tratar. Aunque la manera de reducir este ruido se puede mediante un circuito de control en el convertidor o incorporando a su salida un regulador de tensión.
- **Pico de alta frecuencia:** se debe principalmente por la conmutación del transistor. La alta carga de corriente del transistor y las capacidades parásitas de la bobina, hacen que la tensión de salida a altas frecuencias tenga picos. Este tipo de ruido depende de la velocidad de conmutación del transistor, por lo que si hay una manera de controlarlo para reducir el ruido esta sería una opción, aunque no la mejor, por tanto, otra manera de reducir su afecto es mediante un filtro LC a la salida el convertidor, de modo que en ocasiones para un mejor filtrado se precisa utilizar varios condensadores en paralelo.

2.4. TÉCNICA DE MEDIDA DEL RUIDO

El ruido en las señales puede ser medido con distintos dispositivos según interese su precisión. Un osciloscopio digital es capaz de leer una señal y mostrar el ruido que contiene, pero al no ser tan precisos e introducir ellos mismos su ruido, los hace inadecuados para el desarrollo de este proyecto. Una manera más efectiva de determinar el ruido es a través de un dispositivo llamado Lock-in Amplifier capaz de medir la amplitud y la fase de una señal sinusoidal en ambientes ruidosos. Este dispositivo

también conocido como amplificador de bloqueo es utilizado en la mayoría de los casos como analizador de red, analizador de espectro, medidor de ruido o espectroscopio de impedancia entre otros [13].

El Lock-in Amplifier a diferencia del osciloscopio digital, utiliza una señal de referencia sincronizada con la señal que se quiere medir, esta señal de referencia proviene o bien del propio Lock-in Amplifier generado por un oscilador o bien de una fuente externa. El Lock-in Amplifier utiliza la señal de referencia para encontrar la señal que desea medir ignorando todas las posibles interferencias que no estén sincronizadas con ella. De esta manera, el dispositivo permite hacer medidas de amplitudes muy pequeñas de un orden de nano-voltios [14] ya que combina técnicas de análisis en el dominio de frecuencia y tiempo.

La **Figura 8** muestra un esquemático general de funcionamiento del Lock-in Amplifier en el que se observa que la señal a testear es dividida en dos partes las cuales serán multiplicadas una por la señal de referencia y otra por un desfase de 90° de la misma señal de referencia, a este proceso se le denomina homodinaje. Posteriormente, al resultado del producto se le aplica un filtro paso bajo cuyo proceso es denominado demodulación o detección sensible a fase [13], dando lugar a una componente en fase θ y otra en amplitud R .

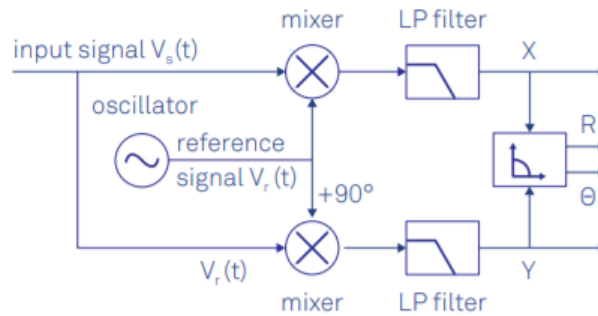


Figura 8. Esquemático general amplificador Lock-in [13]

Si se analiza el funcionamiento del Lock-in Amplifier de dos canales como el de la **Figura 8** en el dominio del tiempo, la tensión de entrada $V_s(t)$ se expresa como una señal sinusoidal:

$$V_s(t) = v_s \cos(\omega_s t + \theta) \quad (2.20)$$

siendo v_s la amplitud de la señal, ω_s la frecuencia de modulación y θ el ángulo de la fase, y la señal de referencia viene dada por:

$$V_r(t) = v_r \cos(\omega_r t) - j v_r \sin(\omega_r t) \quad (2.21)$$

donde v_r es la amplitud de la señal de referencia y ω_r es la frecuencia de la señal.

El producto de ambas señales viene dado por:

$$\begin{aligned} V_{out}(t) &= V_s(t) \times V_r(t) \\ V_{out}(t) &= v_s v_r [e^{i[(\omega_s - \omega_r)t + \theta]} + e^{-i[(\omega_s + \omega_r)t + \theta]}] \end{aligned} \quad (2.22)$$

siguiendo la razón trigonométrica $\cos(x) = \frac{1}{2}e^{ix} + \frac{1}{2}e^{-ix}$.

Finalmente, la señal resultante pasa por el filtro paso bajo para eliminar todas aquellas señales fuera de su ancho de banda suprimiendo la componente rápida $\omega_s + \omega_r$. La señal resultante es un promedio temporal en la que se cumple la detección síncrona $\omega_s = \omega_r$, dando finalmente lugar a una componente real X y otra componente imaginaria Y:

$$\begin{aligned} X &= V_s(t) \cos(\omega_s t) = R \cos \theta \\ Y &= -V_s(t) \sin(\omega_s t) = R \sin \theta \end{aligned} \quad (2.23)$$

En cuanto al empleo del Lock-in Amplifier como medidor de ruido, la operación del filtro paso bajo toma un papel importante para conseguir una buena información del ruido de una señal. Considerando el SNR como la relación señal ruido:

$$SNR = \frac{V_s}{V_n(f) \sqrt{f_{NEB}}} \quad (2.24)$$

donde $V_n(f)$ es la densidad espectral de ruido de tensión y f_{NEB} ancho de banda del filtro, se deduce que cuanto más pequeño sea el ancho de banda del filtro mayor es el SNR y por tanto mejor información sobre el ruido en una señal.

3. ESTUDIO Y DISEÑO DE FUENTES DE ALIMENTACIÓN DE BAJO RUIDO

En este proyecto se van a diseñar dos tipos de fuentes de alimentación, unas formadas por reguladores de tensión lineal y otras por convertidores conmutados CC-CC. El objetivo principal de este proyecto es diseñar unas fuentes de alimentación que proporcionen estabilidad a otros sistemas, por tanto, será necesario realizar un diseño con componentes electrónicos con el menor ruido posible y hacer un estudio del comportamiento final de esas fuentes de alimentación.

Inicialmente, se plantea diseñar fuentes de alimentación que proporcionan tensiones diferentes partiendo de una alimentación estándar para todos los casos. A continuación, en la **Tabla 1** se muestra una guía con los requisitos principales de los diseños.

Tabla 1. Requisitos de tensiones de entrada y salida para los diseños

Tipo de fuente de alimentación	Tipo de salida	V_{in}	V_{out}
Reguladores	Positiva	5 V	3.3 V
	Negativa	-5 V	-3.3 V
Convertidores	Positiva	5 V	13 V
	Negativa	5 V	-13 V

Como primera aproximación, el diseño consiste en una selección de componentes electrónicos adecuados que cumplen con el objetivo principal del diseño, es decir, reguladores de tensión y convertidores CC-CC de bajo ruido, posteriormente se hace un estudio teórico adecuado para cada caso de las fuentes de alimentación. Una vez tenido en cuenta estas consideraciones teóricas, se procede al diseño completo en esquemático, escogiendo adecuadamente otros componentes como resistencias, condensadores, bobinas entre otros para concluir el diseño completo. Por último, se plasma el diseño esquemático en una placa de circuito impreso (PCB, *Printed Circuit Board*) finalizando el diseño de las fuentes de alimentación

El siguiente diagrama de bloques de la **Figura 9** muestra los puntos que se siguieron para conseguir el producto final.



Figura 9. Diagrama de bloques del estudio y diseño de las fuentes de alimentación

3.1. SELECCIÓN DEL COMPONENTE PRINCIPAL

3.1.1. REGULADORES DE TENSIÓN DE ULTRA-BAJO RUIDO

En el mercado existe una gran variedad de fabricantes que ofrecen una diversidad de dispositivos electrónicos con diferentes características. Analog Devices¹ y Texas Instruments² proponen catálogos con las características requeridas para el diseño de este trabajo. A continuación, la **Tabla 2** y la **Tabla 3** muestran respectivamente una comparativa de los componentes electrónicos con sus características más representativas escogidos para la selección definitiva.

Tabla 2. Comparativa de reguladores de tensión seleccionados de Analog Devices

Modelo	V _{in} (V)	V _{out} (V)	I _{out} (mA)	PSRR (dB)	Densidad espectral de ruido (nV/√Hz)
ADM7151 ADJ	4.5 - 16	1.5 - 5.1	800	90 @ 100 kHz	1.5 @ 100 kHz
ADM7155 ADJ	2.3 - 5.5	1.2 - 3.3	600	90 @ 100 kHz	1.2 @ 100 kHz
LT3045 ADJ	1.8 - 20	0 - 15	500	76 @ 100 kHz	2 @ 10 kHz
HMC1060LP3E ADJ	3.34 - 5.6	1.8 - 5.2	500	71 @ 100 kHz	3 @ 100 kHz
ADM7170	2.3 - 6.5	1.2 - 5 (fijo) 1.2 - 6.4 (ADJ)	500	60 @ 100 kHz	12 @ 100 kHz
HMC976LP3E	3.3 - 5.5	1.8 - 5.1	400	45 @ 100 kHz	3 @ 100 kHz
LT3094 ADJ	-1.8 - -20	0 - -19.5	500	74 @ 100 kHz	2.2 @ 10 kHz
ADP7185	-2 - -5	-0.5 - -4.5 (fijo) -0.5 - -V _{in} +0.5 (ADJ)	500	50 @ 100 kHz	20 @ 10 kHz

¹ Más información: <https://www.analog.com/en/products.html>

² Más información: <http://www.ti.com/>

En primer lugar, todos los modelos seleccionados de la **Tabla 2** abarcan los valores de tensiones de entrada y salida que se requiere para el diseño de las fuentes de alimentación. En algunos casos, como el **HMC976LP3E** se trata de un regulador de tensión fijo lo que implica que externamente no se puede regular la caída de tensión en él y esto lo hace menos manejable, pero la ventaja que presenta frente a los demás es el ahorro de componentes externos como pueden ser las resistencias de realimentación. En otros casos como los modelos **ADM7170** y el **ADP7185** permiten sacar tensiones de forma fija o de forma regulada externamente como en el resto de los modelos y estos podrían ser los componentes perfectos para el diseño ya que permiten sacar tensiones de ambas maneras. En cuanto a la densidad espectral de ruido de estos modelos, ofrecen unos valores de 12 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ y 20 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ respectivamente cuyos valores se consideran bajos, pero no lo suficiente para el diseño requerido. Finalmente el resto reguladores, el **ADM7151**, el **ADM7155**, el **LT3045**, el **HMC1060LP3E** y el **LT3094**, se seleccionan por su ultra-bajo nivel de ruido siendo además reguladores de tensión ajustables y con una razón de rechazo de rizado (PSRR, *Power Supply Ripple Rejection*) entre 90 dB y 70 dB a 100 kHz, lo que supone que siguiendo la relación $PSRR = 20 \log \frac{\text{rizado}_{in}}{\text{rizado}_{out}}$, cuanto más alto sea el PSRR más capacidad tiene el regulador de rechazar el rizado o ondulación proveniente de su alimentación.

Tras analizar todos los modelos seleccionados, se escogen aquellos reguladores principalmente con la densidad de ruido espectral más baja, pero también aquellos cuyo rango de tensiones es bastante amplio ya que es importante poder trabajar con componentes electrónicos que ofrecen mayor manejo. Los reguladores escogidos son: **ADM7151** y **LT3045** positivos y **LT3094** negativo.

Tanto el **ADM7151** como el **LT3045**, son los reguladores de tensión positivos con el menor ruido que se ha encontrado para este proyecto, con una densidad de ruido de 1.5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ y de 2 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ respectivamente. Aunque en la **Tabla 2** se encuentra un modelo de regulador de tensión positivo con una densidad de ruido aún más baja que los dos mencionados, la razón por la que no se ha escogido este componente electrónico es por otra de las características que se han tenido en cuenta para el diseño, el rango de tensión de salida. A pesar de que la tensión de salida que se requiere en el diseño de las fuentes de alimentación es de 3.3 V y el **ADM7155** ofrece este valor como máximo en la tensión de salida, el motivo por el que no ha sido escogido es para garantizar no saturar o quemar el regular de tensión en caso de una sobretensión a la entrada.

Finalmente, de los reguladores de tensión negativos se ha escogido el **LT3094** por la misma principal razón que los dos reguladores positivos, la baja densidad de ruido, con un valor de 2.2 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$. Además, si se compara con el otro modelo de regulador negativo, no solo presenta un ruido 10 veces menor, sino que también el **LT3094** ofrece un rango de tensiones tanto de entrada como de salida bastante más amplio, permitiendo un mejor manejo de tensiones a la hora de trabajar con el componente y futuros diseños.

Tabla 3. Comparativa de reguladores de tensión seleccionado de Texas Instruments

Modelo	V_{in} (V)	V_{out} (V)	I_{out} (mA)	PSRR (dB)	Amplitud de ruido (μV_{RMS})
LP38798 ADJ	3.0 - 20.0	1.2 - $V_{in}-0.2$	800	60 @ 100 kHz	5 @ 10 Hz-100 kHz
TPS7A90 ADJ	1.4 - 6.5	0.8 - 5.7	500	50 @ 100 kHz	4.7 @ 10 Hz-100 kHz
TPS7A87 dual ADJ	1.4 - 6.5	0.8 - 5.2	500	40 @ 100 kHz	3.8 @ 10 Hz-100 kHz
TPS7A30 ADJ	-3 - -35	-1.18 - -33	200	≥ 55 @ 100 kHz	15.1 @ 10 Hz-100 kHz
TPS7A33 ADJ	-3 - -36	-1.18 - -33	1000	72 @ 10 kHz	16 @ 10Hz-100 kHz

Al igual que en la **Tabla 2**, en la **Tabla 3** se representan los reguladores de tensión escogidos del fabricante Texas Instruments que más cuadran con las características requeridas para el diseño de las fuentes de alimentación.

Texas Instruments ofrece un amplio rango de reguladores de tensión ajustables por lo que todos los modelos seleccionados han sido de este carácter. Además, el rango de tensiones de entrada y salida abarcan los niveles de tensiones requeridos para el diseño. Los modelos **LP38798** y **TPS7A90** presentan una amplitud de ruido de $5 \mu V_{RMS}$ y $4.7 \mu V_{RMS}$ mientras que el modelo **TPS7A87** siendo un regulador de tensión dual, es decir, de doble salida, presenta una amplitud de ruido de $3.8 \mu V_{RMS}$ siendo ligeramente menor frente los mencionados anteriormente haciendo de él la mejor opción para el diseño. Por otro lado, los modelos de reguladores negativos **TPS7A30** y **TPS7A33** ofrecen un nivel de ruido bastante elevado en comparación con los reguladores positivos, aunque por otro lado ofrecen un PSRR mayor.

No obstante, Texas Instruments señala en sus hojas de características el ruido en amplitud lo que dificulta una precisa comparación con la densidad espectral de ruido que propone Analog Devices. Sin embargo, expone a su vez unas gráficas de densidad espectral de ruido en las que se puede analizar de manera aproximada su valor a determinada frecuencia. Analizando estos valores en las gráficas se observa que el nivel de ruido en los reguladores de tensión de Texas Instruments es considerablemente mayor que en los reguladores de tensión de Analog Devices. Debido a ello, los modelos de Texas Instruments se excluyen para el diseño de las fuentes de alimentación.

3.1.2. CONVERTIDORES CONMUTADOS CC-CC DE BAJO RUIDO

Al igual que para los reguladores de tensión, en el mercado de los convertidores existen fabricantes que proponen una gran variedad de sus productos. Realizando una búsqueda rigurosa y basándose en la experiencia práctica de la empresa con la que se ha trabajado, se ha encontrado que hay una gran variedad de convertidores del fabricante TRACO POWER³ que ofrece tanto convertidores conmutados CC-CC como convertidores conmutados CA-CA. A pesar de existir otros muchos fabricantes como RECOM o Murata Power Solutions, para este proyecto se ha decidido optar por productos de TRACO POWER dado que son empleados frecuentemente por la empresa y han mostrado ser buenos productos en entornos de electrónica de bajo ruido.

³ Más información: <https://www.tracopower.com/home/>

Se han ido seleccionando aquellos convertidores que contienen las características necesarias para el diseño propuesto, posteriormente se ha hecho una comparativa y se ha seleccionado el convertidor adecuado.

Comenzando por que la finalidad del proyecto es diseñar dos fuentes de alimentación que requieren misma tensión de entrada y tensiones de salida una positiva y otra negativa, TRACO POWER ofrece convertidores con doble salida, es decir, una salida positiva y una negativa. Gracias a ello, el diseño de las fuentes de alimentación con convertidores conmutados se reduce a una sola escogiendo un convertidor con esta característica.

A continuación, se presenta en la **Tabla 4** los convertidores conmutados CC-CC con sus características más destacables escogidos para la selección final del diseño.

Tabla 4. Comparativa de convertidores CC-CC seleccionado de TRACO POWER

Modelo	V _{in} (V)	V _{out} (V)	I _{out} MAX (mA)	Eficiencia (%)	Potencia (W)	Amplitud de ruido (mV _{pp})
TIM 3.5-0923	4.5 - 12	±15	±117	81	3.5	75
TEL 2-0523	4.5 - 9	±15	±65	71	2	50
TDR 3-0523	4.5 - 9	±15	±100	81	3	30
TDR 3-0522	4.5 - 9	±12	±125	80	3	30
TEN 5-0522	4.5 - 7	±12	±250	82	6	75
THI 2-0522	5 ±10	±15	±65	57	2	50

Se seleccionan aquellos modelos que permitan una tensión de entrada de 5 V y saquen un tensión de salida cercana a los ±13 V requeridos para el diseño siguiendo la **Tabla 1**. La eficiencia con la que trabajan los convertidores conmutados es un aspecto importante, por ello se seleccionan los modelos **TIM 3.5-0923**, **TDR 3-0523**, **TDR 3-0522** y **TEN 5-0522**, con una eficiencia de 80% o superior. Sin embargo, no todos ellos son tan buenos para el diseño propuesto ya que los modelos **TIM 3.5-0923** y **TEN 5-0522** presentan una amplitud de ruido elevada de 75 mV_{pp}. Para ello, se escogen a la lista de candidatos los modelos **TEL 2-0523** y **THI 2-0522** presentando una eficiencia menor de 71 % y 57 % respectivamente, pero con una amplitud de ruido de 50 mV_{pp} en ambos casos.

La familia de los convertidores conmutados es muy ruidosa en comparación con los reguladores de tensión, y por ello, tras realizar un estudio sobre la manera de reducirlo, se ha llegado a la conclusión de utilizar multiplicadores capacitivos que posteriormente se explicará su funcionamiento, siendo estos unos circuitos electrónicos que trabajan con transistores BJT y por tanto disipan potencia causando una caída de tensión en el circuito. El hecho de pretender utilizar multiplicadores capacitivos a la salida de los convertidores hace finalmente que la fuente de alimentación no proporcione la tensión que ofrecen los convertidores sino varios voltios por debajo según el diseño de los multiplicadores capacitivos. Dicho esto, si las especificaciones de diseño requieren una tensión de salida ±13 V y un ruido bajo, se deben escoger aquellos modelos de convertidores que entregan ±15 V y no generen mucho ruido. De los modelos de la **Tabla 4** los que cumplen con estas características son el **TEL 2-0523**, el **TDR 3-0523** y el **THI 2-0522** siendo los tres completamente válidos para el diseño, sin embargo, finalmente se escoge el convertidor **TDR 3-0523** por su mayor eficiencia de trabajo.

3.2. CONSIDERACIONES TEÓRICAS

3.2.1. ANÁLISIS TÉRMICO

Los regulares de tensión se presentan dentro del grupo de los semiconductores, lo que significa que estos dispositivos cuando conducen corriente eléctrica parte de su energía se pierde en forma de calor. A diferencia de los convertidores conmutados, los reguladores de tensión disipan mucha potencia, por ello, es necesario calcular la cantidad de potencia máxima que es capaz de disipar un regulador de tensión previo al diseño para conocer los límites de trabajo de la fuente de alimentación asegurando la protección de estas y de los sistemas que vayan a alimentar.

Previo al cálculo de la potencia disipada es preciso saber que todos los reguladores de tensión tienen:

- **Temperatura:** Temperatura que el regulador de tensión alcanza en su capsula.
- **Temperatura máxima de unión:** Se conoce como aquella temperatura de funcionamiento máxima del semiconductor.
- **Resistencia térmica:** Se entiende por resistencia térmica la dificultad que presentan los materiales a la conducción del calor.

La temperatura que alcanzan los reguladores de tensión se presenta como:

$$T = T_{JMAX} - T_A = P_{DMAX} \times \theta_{JA} \quad (3.1)$$

Por tanto, el cálculo de la potencia de disipación máxima viene determinada por la siguiente ecuación:

$$P_{DMAX} = \frac{T_{JMAX} - T_A}{\theta_{JA}} \quad (3.2)$$

donde θ_{JA} es la resistencia térmica, T_A la temperatura ambiente y T_{JMAX} la temperatura máxima de unión.

A continuación, se calculan los valores de potencia de disipación máxima de cada uno de los reguladores de tensión escogidos.

$$\text{ADM7151} \quad P_{DMAX} = \frac{150^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{36.9^\circ\frac{\text{C}}{\text{W}}} \simeq 3.39 \text{ W} \quad (3.3)$$

$$\text{LT3045} \quad P_{DMAX} = \frac{150^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{33^\circ\frac{\text{C}}{\text{W}}} \simeq 3.79 \text{ W} \quad (3.4)$$

$$\text{LT3094} \quad P_{DMAX} = \frac{150^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{33^\circ\frac{\text{C}}{\text{W}}} \simeq 3.79 \text{ W} \quad (3.5)$$

A continuación, la potencia disipada de un regulador se conoce como la caída de tensión que se produce sobre él por la corriente que circula:

$$P_{MAX} = [(V_{IN} - V_{OUT}) \times I_{carga}] + (V_{IN} \times I_{GND}) \quad (3.6)$$

donde $V_{IN} - V_{OUT}$ es la caída de tensión que se produce en el regulador de tensión, I_{carga} es la corriente que circula por la carga y I_{GND} es a corriente de tierra.

Como la potencia disipada debido a la corriente que circula por la tierra es muy pequeña, esta se puede ignorar. Por tanto, de la ecuación (3.6) se puede deducir que la potencia disipada por el regulador depende del trabajo realizado por el transistor y la corriente que circula por él.

3.2.2. RUIDO MODO COMÚN

Las fuentes de alimentación conmutadas pueden ser una fuente de interferencias electromagnéticas y estas pueden dividirse en dos tipos según su origen, interferencias radiadas e interferencias conducidas. El ruido por radiación viaja a través del aire y solo es problemático cuando la distancia a través de la cual circula es suficiente para crear un campo electromagnético [15]. Sin embargo, el ruido conducido proviene directamente de la red que alimenta la fuente y debe ser tratado.

Dependiendo del modo de conducción, el ruido puede clasificarse en ruido modo diferencial y ruido modo común. El primer tipo de ruido se caracteriza porque las corrientes de interferencia pasan por la línea de tensión y tierra en direcciones opuestas entre sí. Empleando un inductor, las señales de interferencia crean campos magnéticos de igual magnitud, pero sentido contrario consiguiendo anularse entre ellas [16]. Sin embargo, el ruido modo común es más complejo ya que la corriente de interferencia atraviesa todas las líneas en la misma dirección de manera que busca un camino de retorno y lo hace a través de una capacidad parásita o por la línea de tierra retrocediendo a la red.

Para evitar este tipo de ruido en las fuentes de alimentación conmutadas, es necesario hacer uso de una bobina de choque a la entrada del convertidor CC-CC.

Dado que la bobina de choque de modo común está formada por un núcleo de ferrita y el flujo magnético creado por las corrientes de modo común fluyen por ese núcleo, las bobinas de choque operan como un gran inductor contra la corriente de modo común [17], consiguiendo eliminar su efecto en las fuentes de alimentación.

Resumidamente, a la hora de diseñar la fuente de alimentación por conmutación, se debe utilizar una bobina de choque a la entrada para eliminar el ruido de modo común.

3.3.DISEÑO ESQUEMÁTICO

Tras la selección de los componentes principales de las fuentes de alimentación y las consideraciones teóricas necesarias para el diseño, el siguiente paso ha sido plasmar los diseños en esquemáticos. Los esquemáticos se han diseñado con el programa Altium Designer⁴ y sus diseños se describen en los próximos apartados.

⁴ Más información: <https://www.altium.com/altium-designer/>

3.3.1. FUENTES DE ALIMENTACIÓN LINEALES

Comenzando por los reguladores de tensión, para el diseño de estas fuentes de alimentación se tuvieron en cuenta tres condiciones de diseño:

- Cálculo adecuado de las resistencias que determinan la caída de tensión en el regulador en caso de ser un regulador ajustable.
- Selección de condensadores apropiados para un buen filtrado de la señal.
- Conexión apropiada de ciertos pines según las hojas de características.

3.3.1.1. ADM7151

El diseño detallado de la fuente de alimentación constituida por el regulador de tensión ADM7151⁵ se muestra en la **Figura 10**.

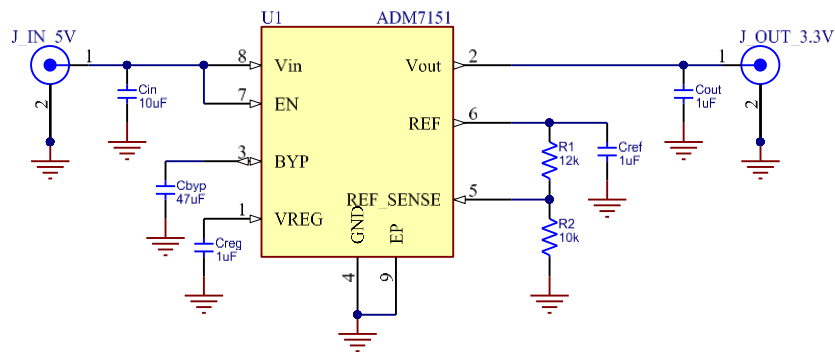


Figura 10. Fuente de alimentación con regulador ADM7151

Comenzando por la primera condición de diseño, para determinar correctamente la tensión de salida se han calculado los valores de las resistencias R_1 y R_2 determinadas por el divisor de tensión según las hojas de características del componente:

$$V_{out} = 1.5 V \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (3.10)$$

de manera que $V_{out}=3.3 V$ y R_2 debe cumplir con dos especificaciones que el fabricante recomienda:

- $R_2 > 1 k\Omega$ → Para evitar una carga excesiva en el pin del voltaje de referencia REF.
- $R_2 < 200 k\Omega$ → Para minimizar los errores en la tensión de salida causado por la corriente de entrada del pin REF_SENSE.

De acuerdo con estas condiciones y escogiendo un valor de $R_2 = 10 k\Omega$, se calcula el valor de la resistencia R_1 :

$$3.3 V = 1.5 V \times \left(1 + \frac{R_1}{10 k\Omega}\right) \rightarrow R_1 = 12 k\Omega \quad (3.11)$$

⁵ Hoja de características:

<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADM7151.pdf>

Seguidamente, según la gráfica de las hojas de características (**Figura 11**) se muestra como varía el ruido del componente según el valor del condensador C_{BYP} .

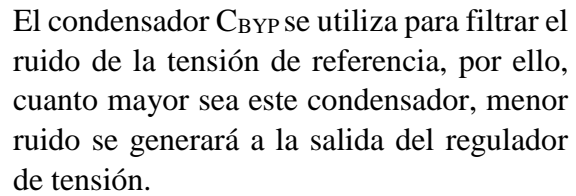


Figura 11. Densidad espectral de ruido frente a frecuencia en ADM7151 [18]

- EN → Pin que habilita el funcionamiento del regulador de tensión y para ello se debe conectar con el pin de entrada V_{in} .
- EP → Pin expuesto en la parte inferior del componente para mejorar el rendimiento térmico del componente que debe estar conectado a la tierra para garantizar un correcto funcionamiento del componente.

La **Figura 12** muestra el esquemático del diseño de la fuente de alimentación diseñada con el regulador LT3045⁶.



<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3045fa.pdf>

En este caso, la resistencia que determina la caída de tensión en el regulador no requiere cálculos como en el caso anterior y se puede escoger según la tabla que propone el fabricante en sus hojas de características de la **Figura 13**.

V_{OUT} (V)	R_{SET} (k Ω)
2.5	24.9
3.3	33.2
5	49.9
12	121
15	150

Figura 13. Resistencias para tensiones de salida comunes del LT3045 [19]

Por otra parte, para la selección de los condensadores se ha seguido rigurosamente las recomendaciones del fabricante. Comenzando por el condensador C_{set1} el cual no solo sirve para reducir el ruido a la salida del regulador, sino que también mejora el rendimiento del transistor interno del regulador, para ello se escoge el de mayor valor recomendado, $C_{set1} = 22 \mu F$, según la gráfica a) de la **Figura 14** donde se observa que cuanto mayor es el valor del condensador C_{set1} más se reduce el ruido a la salida. A continuación, como el fabricante recomienda utilizar a la entrada del regulador un condensador con un valor mínimo de $4.7 \mu F$ para estabilizarlo, se escoge a la entrada del regulador un valor 10 veces mayor que el mínimo recomendado, $C_{in} = 47 \mu F$.

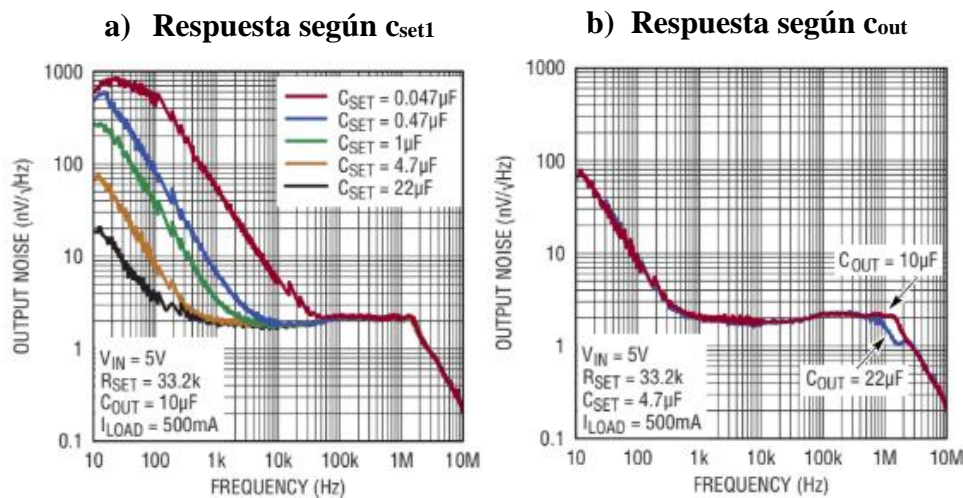


Figura 14. Densidad espectral de ruido frente a frecuencia en LT3045 [19]

Finalmente, siguiendo la gráfica b) de la **Figura 14** el condensador escogido es $C_{out} = 22 \mu F$, ya que permite tanto mejorar el rendimiento del regulador como disminuir las posibles desviaciones máximas de salida durante un transitorio de carga. Más adelante, se explicará porque este condensador presenta 4 hilos de unión.

Como último detalle del diseño, se tuvieron en cuenta algunas de las especificaciones sobre las conexiones de pines.

- **ILIM** → Pin que ofrece una funcionalidad de límite de corriente programable. En este caso, no es necesario su utilización, por lo que se conecta a tierra.

- **PG** → Pin Power Good es un indicador de colector abierto que indica la regulación de la tensión de salida. En caso de no necesitar la buena funcionalidad de potencia, según el fabricante se debe dejar al aire.
- **PGFB** → Pin que permite el arranque rápido del regulador, como en este caso no es prioritario, siguiendo las indicaciones del fabricante se conecta a la entrada IN.
- **EN/UV** → Pin que habilita el funcionamiento del regulador de tensión y para ello se debe conectar con el pin de entrada V_{in} .
- **EP** → Pin expuesto en la parte inferior del componente para mejorar el rendimiento térmico del componente que debe estar conectado a la tierra para garantizar un correcto funcionamiento del componente.

3.3.1.3. LT3094

La última fuente de alimentación constituida por un regulador de tensión, exactamente el LT3094⁷ se muestra en esquemático en la **Figura 15**.

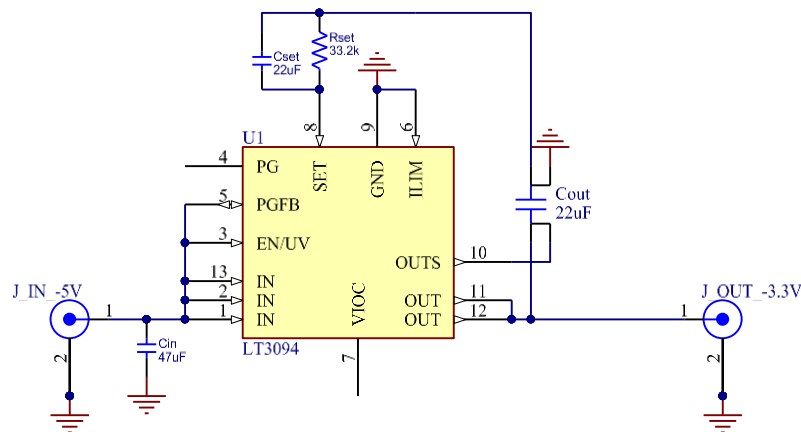


Figura 15. Fuente de alimentación con regulador LT3094

El regulador LT3094 trabaja de una forma similar al LT3045, diferenciándose en que este es un regulador negativo. Por ello, las condiciones de diseño serán prácticamente iguales comenzando por la resistencia que define la caída de tensión en el regulador donde su valor es escogido según la tabla de las hojas de características de la **Figura 16**.

V_{OUT} (V)	R_{SET} (k Ω)
-2.5	24.9
-3.3	33.2
-5	49.9
-12	121
-15	150

Figura 16. Resistencias para tensiones de salida comunes del LT3094 [20]

Seguidamente, según la gráfica a) de la **Figura 17** se escoge el valor del condensador que regula el ruido previo a 10 kHz, $C_{set} = 22 \mu F$.

⁷ Hoja de características:

<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LT3094.pdf>

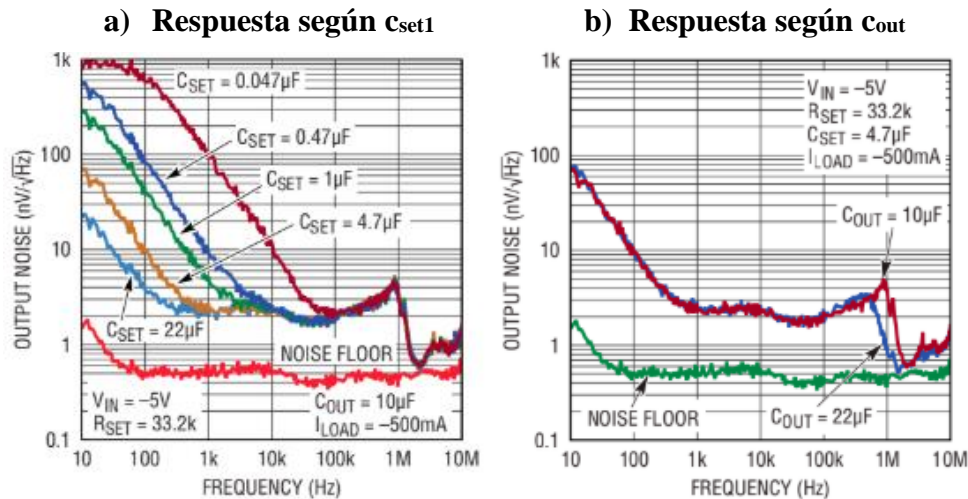


Figura 17. Densidad espectral de ruido frente a frecuencia en LT3094 [20]

De la misma manera que en el caso anterior, el fabricante recomienda utilizar a la entrada un condensador de valor mínimo de 4.7 μF para estabilizarlo, por lo que para el diseño se decide utilizar $C_{in} = 47 \mu\text{F}$.

Por último, el condensador de salida se escoge siguiendo la gráfica b) de la **Figura 17** escogiendo el valor que permite disminuir la posible desviación de la salida durante un transitorio de carga.

Las conexiones de los pines en el LT3094 siguen un forma similar que el LT3045.

- **ILIM** → Pin que ofrece una funcionalidad de límite de corriente programable. En este caso, no es necesario su utilización, por lo que se conecta a tierra.
- **PG** → Pin Power Good es un indicador de colector abierto que indica la regulación de la tensión de salida. En caso de no necesitar la buena funcionalidad de potencia, según el fabricante se debe dejar al aire.
- **PGFB** → Pin que permite el arranque rápido del regulador, como en este caso no es prioritario, siguiendo las indicaciones del fabricante se conecta a la entrada IN.
- **EN/UV** → Pin que habilita el funcionamiento del regulador de tensión y para ello se debe conectar con el pin de entrada V_{in} .
- **VIOC** → Pin de control en caso de utilizar un circuito que suministre energía al LT3094 para controlar la caída de tensión en él, permitiéndole al regulador una mayor eficiencia de trabajo y fundamentalmente disminución de la disipación de energía. En caso de no utilizarlo, el fabricante indica dejarlo al aire.

Para acabar con la explicación sobre el diseño de las fuentes de alimentación constituidas por los reguladores LT3045 y LT3094, se aclara a continuación la utilización de condensadores de 4 hilos a la salida de estos. En ambos reguladores, por un lado, el pin OUTS proporciona una conexión de detección Kelvin a su salida y por otro lado la parte de la resistencia y el condensador del pin SET que se conecta a tierra proporcionan una conexión de detección Kelvin a la tierra de la carga. Además, para minimizar los efectos del trazado de la PCB (placa de circuito impreso) y la inductancia de la soldadura, así como conseguir una señal a la salida más exacta, el fabricante recomienda utilizar un condensador de 4 hilos y conectarlo adecuadamente (**Figura 12** y **Figura 15**).

3.3.2. FUENTES DE ALIMENTACIÓN CONMUTADAS

El diseño de la fuente de alimentación compuesta por el convertidor TDR 3-0523⁸ se expone en la **Figura 18**.

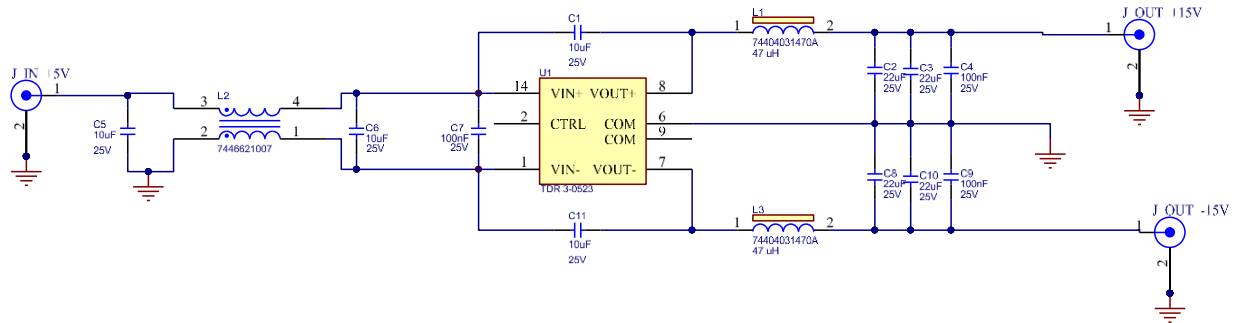


Figura 18. Fuente de alimentación con convertidor TDR 3-0523

La fuente de alimentación se caracteriza por estar formada por una serie de filtros que se conectan a la entrada y salida del TDR 3-0523 para ayudar a tratar mejor la señal. El pin CTRL controla el apagado y encendido del convertidor, en caso de no necesitarlo se deja al aire. Por último, al tratarse de un convertidor aislado, las tierras de entrada y salida están aisladas y mediante los pines COM se consigue sacar la tierra de la salida.

En la **Figura 19** se muestra el primer filtro del sistema, filtro tipo π formado por un choque y dos condensadores en paralelo a cada lado del choque creando una forma similar a la letra griega π .

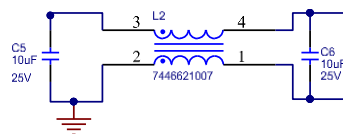


Figura 19. Filtro tipo π

El condensador C_5 se encarga principalmente de eliminar el rizado de la señal, el choque siendo un filtro modo común como su propio nombre indica se encarga de impedir el paso de corriente en modo común y por último el condensador C_6 se ocupa de corregir los posibles picos de tensión. Así, de esta manera se consigue eliminar el ruido originado por las fugas de líneas que alimentan al convertidor. El fabricante del convertidor recomienda en su hoja de características⁸ los valores mínimos de condensadores y bobinas que hacen que el filtro cumpla con su función, por tanto, se decide diseñar el filtro con $C_5 = C_6 = 10\mu F$ y $L_2 = 2 \times 6.8 \text{ mH}$.

Seguidamente se construye un filtro LC a la entrada del convertidor (**Figura 20**) para filtrar la señal proveniente de la red y para que el ruido del convertidor no vaya hacia atrás y se introduzca en la red. De mismo modo que para el filtro tipo π , el diseño de este filtro ha seguido las recomendaciones del fabricante, utilizando $C_1 = C_{11} = 10\mu F$ y $L_1 = L_3 = 47 \mu H$.

⁸ Hoja de características: <https://www.tracopower.com/products/tdr3.pdf>

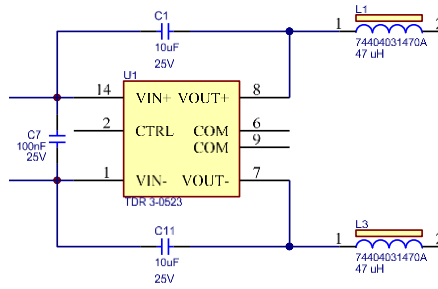


Figura 20. Filtro LC

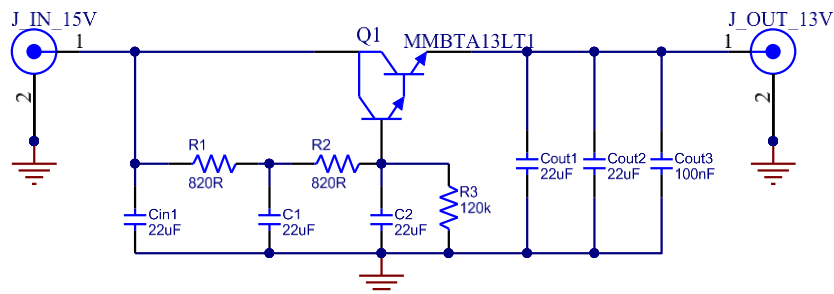
Finalmente, se añaden más condensadores a la salida para garantizar el filtrado de ruido de modo común. El hecho de utilizar diferentes valores en los condensadores se debe a que la impedancia de un condensador $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$ es dependiente de la frecuencia e inversamente proporcional a la capacidad de un condensador, de manera que el comportamiento de un condensador puede variar a altas frecuencias. Para evitar que esto suceda, y garantizar un buen filtrado se añade un condensador en los filtros de valor muy pequeño $C_4 = C_7 = C_9 = 100\text{nF}$ para que tengan una resistencia mayor a altas frecuencias.

3.3.3. MULTIPLICADORES CAPACITIVOS

Los multiplicadores capacitivos son circuitos electrónicos diseñados en este proyecto especialmente para eliminar el ruido de los convertidores conmutados. Este tipo de circuito es un circuito regulador cuya función principal es multiplicar el valor de la capacidad de los condensadores (de ahí su nombre) conectados a la base de un transistor en par Darlington por la ganancia de corriente β del transistor, logrando eliminar las oscilaciones en la tensión de salida del convertidor conmutado.

Para la salida positiva del convertidor conmutado el correspondiente multiplicador capacitivo opera con un transistor en par Darlington NPN, concretamente el modelo MMBTA13LT1 cuya ganancia de corriente es $\beta=5000$ mientras que para la salida negativa del convertidor conmutado se diseña un multiplicador capacitivo con transistor en par Darlington PNP, concretamente el modelo FZT705 con una ganancia de corriente $\beta=3000$. La **Figura 21** muestra los dos diseños de multiplicadores capacitivos.

a) Multiplicador capacitivo positivo



b) Multiplicador capacitivo negativo

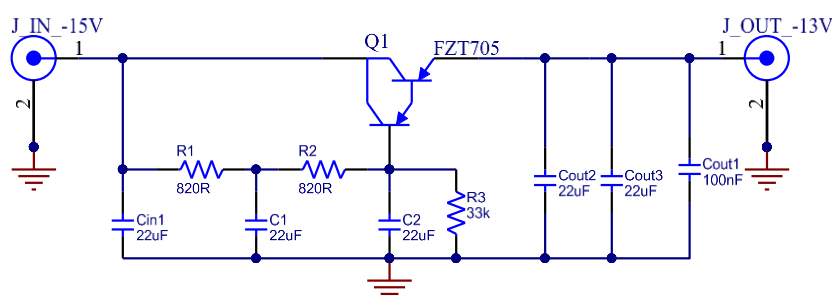


Figura 21. Multiplicador capacitivo positivo (a) y multiplicador capacitivo negativo (b)

En ambos casos, el diseño está constituido principalmente por:

- Filtros paso bajo formado por R_1 y C_1 , R_2 y C_2 para eliminar las fluctuaciones de las tensiones y cuyas capacidades de los condensadores son multiplicados por la ganancia de corriente del transistor Darlington. Los valores de las resistencias y de los condensadores determinan la caída de tensión en el circuito.
- Condensador de entrada C_{in1} el cual proporciona estabilidad al circuito contra los cambios de tensión que pueda haber y cuya capacidad es escogida intuitivamente.
- Resistencia R_3 en orden de $k\Omega$ para evitar la entrada de ruido y cuyo valor determina la caída de tensión en el circuito.
- Transistor en par Darlington encapsulado Q_1 cuyo valor de ganancia de corriente β es el producto de las ganancias de los transistores individuales. Este transistor es el causante de regular la caída de tensión que se produce en el circuito dado que trabaja en zona lineal y por tanto disipa potencia.
- Los condensadores C_{out1} , C_{out2} y C_{out3} una vez más se utilizan como filtros, para reducir los efectos que se producen a altas frecuencias y cuyas capacidades son escogidas intuitivamente.

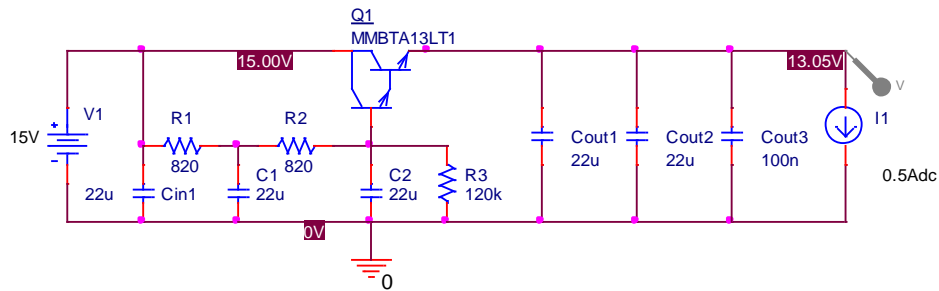
En los dos circuitos, la caída de tensión debe ser de 2 V para conseguir unas tensiones a la salida de la fuente de alimentación conmutada de 13 V y -13 V establecidas inicialmente. Para ello, se simulan ambos circuitos mediante el programa Capture CIS⁹ de OrCAD fijando unos valores para las resistencias R_1 , R_2 y R_3 y los condensadores C_1 y C_2 que son los que regulan la caída de tensión en el transistor Darlington.

Se observa en la **Figura 22** la simulación realizada del multiplicador capacitivo positivo, con $R_1 = R_2 = 820 \Omega$, $R_3 = 120 k\Omega$ y $C_1 = C_2 = 22 \mu F$.

⁹ Más información:

<https://www.orcad.com/products/orcad-overview/orcad-capture-bspice-simulation-pcb-layout-design-routing-software>

a) Simulación multiplicador capacitivo en circuito



b) Simulación multiplicador capacitivo en gráfica

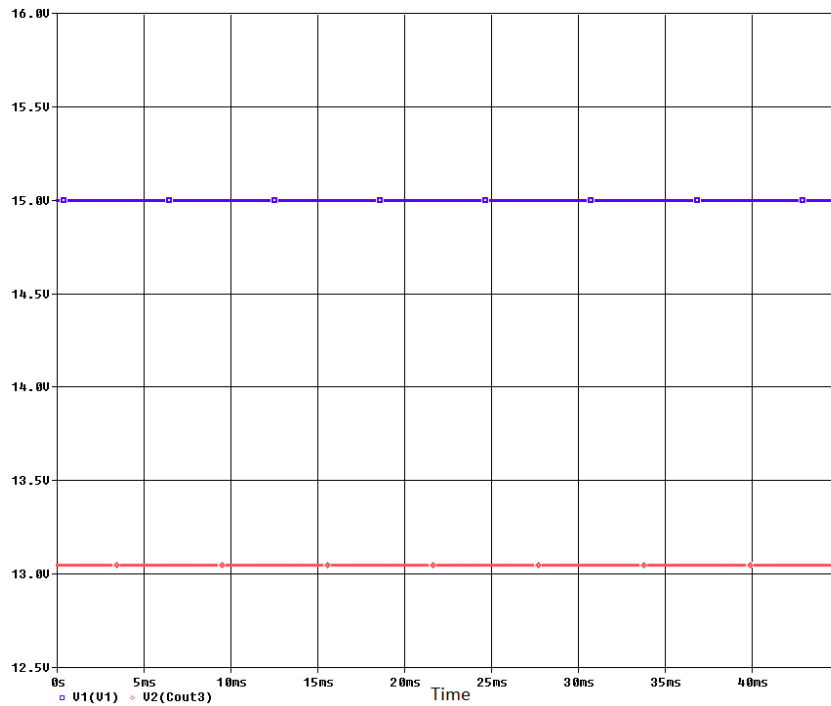
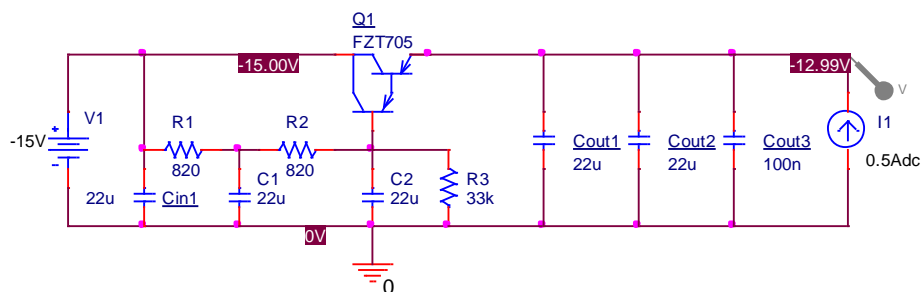


Figura 22. Simulación del multiplicador capacitivo positivo en circuito (a) en gráfica (b)

Se observa en la **Figura 23** la simulación realizada para el multiplicador capacitivo negativo con $R_1 = R_2 = 820 \Omega$, $R_3 = 33 \text{ k}\Omega$ y $C_1 = C_2 = 22 \mu\text{F}$.

a) Simulación multiplicador capacitivo en circuito



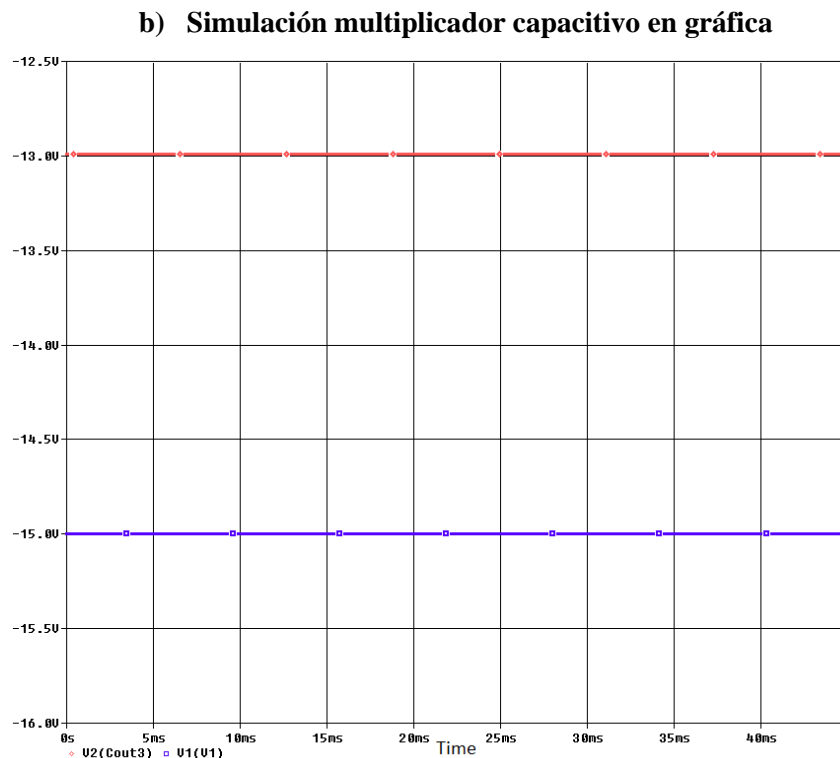


Figura 23. Simulación del multiplicador capacitivo negativo en circuito (a) y en gráfica (b)

3.4. PLACA DE CIRCUITO IMPRESO

Cada uno de los circuitos diseñados se han integrado en una placa de circuito impreso (PCB, *printed circuit board*) que permite una mejor portabilidad de las fuentes de alimentación y un mejor procesamiento de señales. De la misma manera que los esquemáticos, los *layout* de las fuentes de alimentación se han realizado con el programa Altium Designer⁴ y se describen en los siguientes apartados.

3.4.1. FUENTES DE ALIMENTACIÓN LINEALES

3.4.1.1. ADM7151

La placa del circuito impreso de la fuente de alimentación constituida por el regulador ADM7151 se compone de dos capas, *top layer* y *bottom layer* que se muestran en la **Figura 24**. Para conseguir elaborar un sencillo trazado en la placa del circuito impreso, ambas capas se han puesto a tierra, consiguiendo de esta manera simplificar las uniones entre los componentes ya que todos ellos comparten la misma tierra.

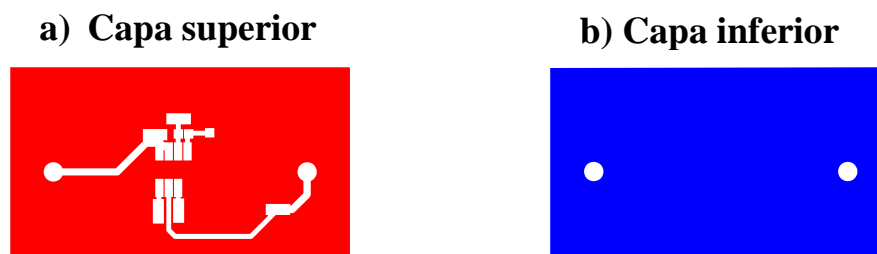


Figura 24. Diseño del layout capa superior (a) y capa inferior (b) de la fuente de alimentación con regulador ADM7151

La colocación de algunos de los componentes sigue una regla aconsejada por el fabricante, como los condensadores C_{in} y C_{byp} que deben colocarse cerca de sus pines correspondientes V_{in} y BYP . El condensador C_{out} actúa como filtro de señal y por ello es recomendable colocarlo próximo al pin del conector SMA (*SubMiniature version A*) para sacar una señal lo más limpia posible. Aunque para el resto de los componentes no hay regla estricta que diga cómo deben ser colocados, estos han seguido un orden para estar lo más cerca posible del regulador ADM7151 ya que de esta manera se consigue simplificar el espacio del trazado y se evita la impedancia de los trazados permitiendo una mejor transmisión de señal. EL trazado final se expone en la **Figura 25**.

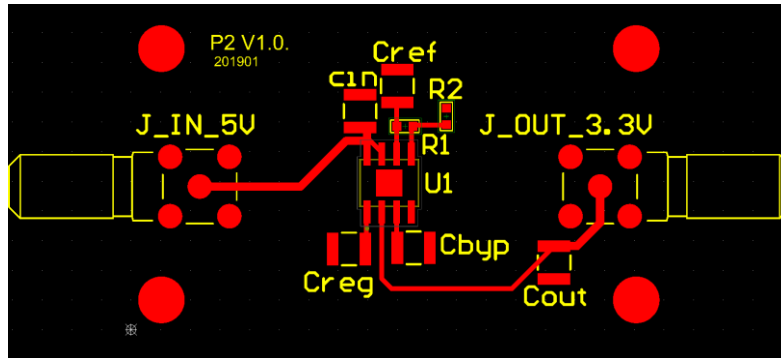


Figura 25. Diseño del layout en formato Gerber de la fuente de alimentación con regulador ADM7151

El resultado final se expone en la **Figura 26**.

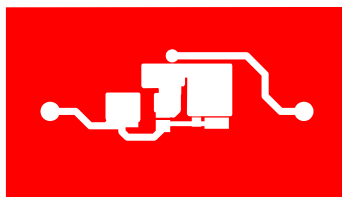


Figura 26. Resultado final de la PCB con ADM7151

3.4.1.2. LT3045

La PCB de la fuente de alimentación con regulador LT3045 también se compone de dos capas, *top layer* y *bottom layer*, que se ponen a tierra para simplificar el trazado (**Figura 27**).

a) Capa superior



b) Capa inferior

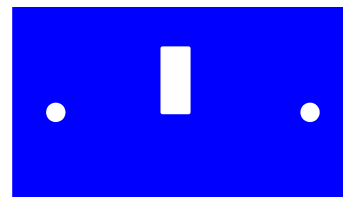


Figura 27. Diseño del layout capa superior (a) y capa inferior (b) de la fuente de alimentación con regulador LT3045

En el caso de esta fuente de alimentación, la colocación de los componentes y trazado es un proceso más riguroso debido a las características que presenta el LT3045 y requiere seguir estrictamente las consideraciones descritas por el fabricante para conseguir su completo rendimiento. A continuación, en la **Figura 28** se logra apreciar el trazado completo de esta fuente de alimentación.

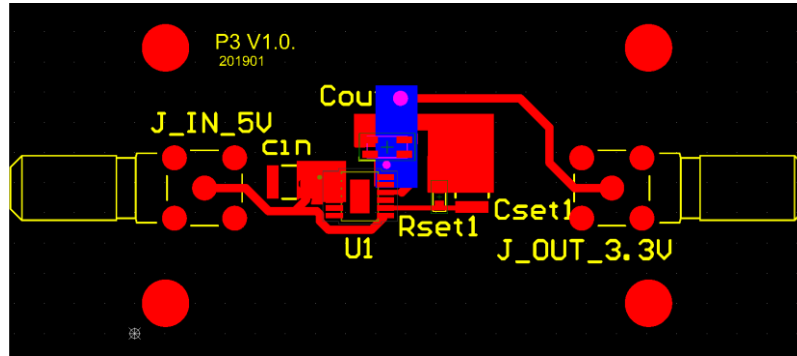


Figura 28. Diseño del layout en formato Gerber de la fuente de alimentación con regulador LT3045

El LT3045 es un regulador que disipa mucha potencia y como consecuencia de ello puede producir fugas, para evitar que esto suceda, es necesario proteger la resistencia R_{set1} ya que es la que regula la caída de tensión en el regulador. Por ello, el fabricante recomienda realizar un tipo de anillo protector alrededor de esta resistencia mediante el trazado de un polígono en la capa superior que conecta la parte de las tierras del condensador C_{set1} y la resistencia R_{set1} con la parte de tierra del condensador de 4 hilos C_{out} . Por otro lado, en la capa inferior se ha trazado otro polígono (polígono azul) que une un brazo del condensador C_{out} con la salida para evitar la intersección con otros trazados.

El resultado final se expone en la **Figura 29**.

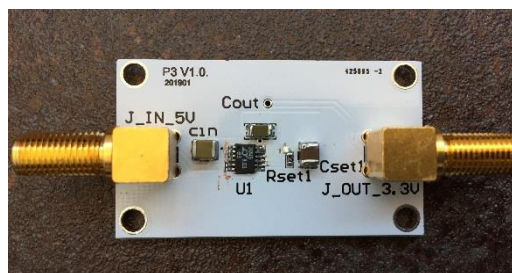
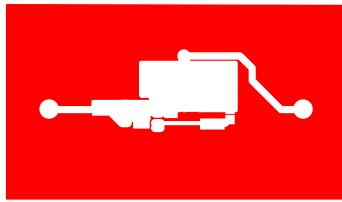


Figura 29. Resultado final de la PCB con LT3045

3.4.1.3. LT3094

Las dos capas *top layer* y *bottom layer* puestas a tierra que forman la PCB de la fuente de alimentación con regulador LT3094 se muestran en la **Figura 30**.

a) Capa superior



b) Capa inferior



Figura 30. Diseño del layout capa superior (a) y capa inferior (b) de la fuente de alimentación con regulador LT3094

Considerando que se trata de un regulador de tensión con características similares al regulador LT3045, el trazado del *layout* sigue las mismas reglas que en el caso anterior recomendadas por el fabricante (Figura 31).

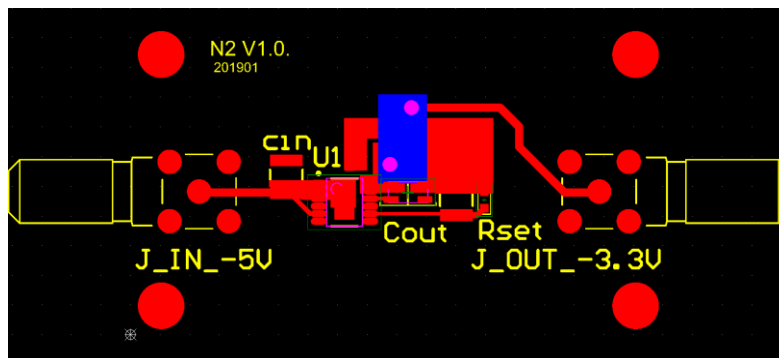


Figura 31. Diseño del layout en formato Gerber de la fuente de alimentación con regulador LT3094

De la misma forma que el LT3045, el regulador LT3094 disipa mucha potencia por lo que puede producir fugas y como consecuencia dañar el circuito. Para evitar que esto suceda, el fabricante recomienda crear un anillo protector a la resistencia que regula la caída de tensión en el regulador R_{set} . Este anillo protector de nuevo consiste en un polígono en la capa superior de la placa que conecta la parte de la tierra de la resistencia R_{set} y el condensador C_{set} con la parte de la tierra del condensador C_{out} . Una vez más, para facilitar la conexión del condensador de 4 hilos C_{out} con el pin de salida del conector SMA (*SubMiniature version A*) se crea otro polígono en la capa inferior.

El resultado final se expone en la Figura 32.

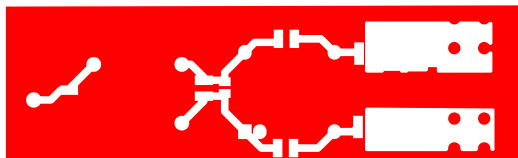


Figura 32. Resultado final de la PCB con LT3094

3.4.2. FUENTES DE ALIMENTACIÓN CONMUTADAS

La PCB de la fuente de alimentación con convertidor conmutado se compone de dos capas puestas a tierra, *top layer* y *bottom layer* y se muestran en la **Figura 33**.

a) Capa superior



b) Capa inferior

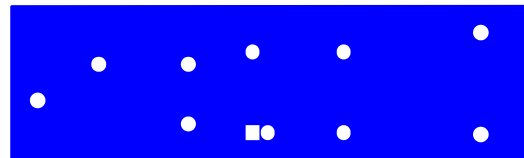


Figura 33. Diseño del layout capa superior (a) y capa inferior (b) de la fuente de alimentación con convertidor TDR 3-0523

Los trazados y colocación de los componentes para esta fuente de alimentación que se muestra en la **Figura 34** no requieren ningún tipo de seguimiento específico. La colocación de los componentes sigue un orden similar al esquemático, colocando los filtros lo más cerca posible al convertidor para un mejor filtrado de señal. Además para aprovechar mejor la conexión de los componentes que componen el filtro LC con el pin de salida del conector SMA (*SubMiniature version A*), se trazan dos polígonos en la capa superior para ambas salidas de la fuente de alimentación.

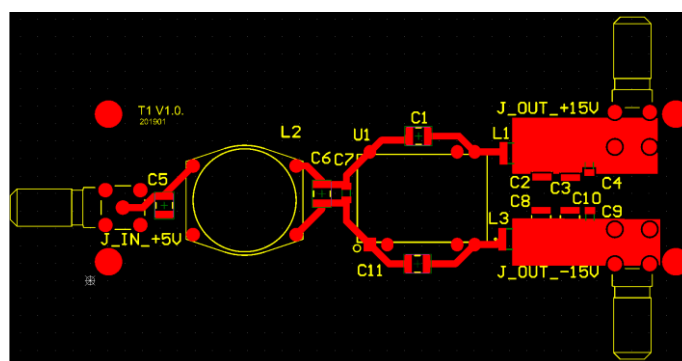


Figura 34. Diseño del layout en formato Gerber de la fuente de alimentación con convertidor TDR 3-0523

El resultado final se expone en la **Figura 35**.

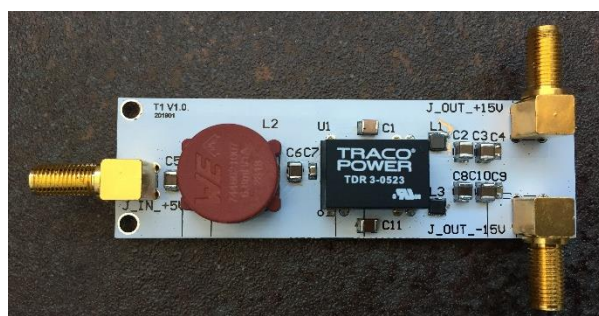
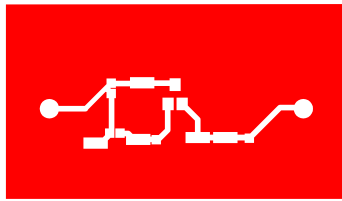


Figura 35. Resultado final de la PCB con TDR 3-0523

3.4.3. MULTIPLICADORES CAPACITIVOS

Ambos circuitos se han diseñado con dos capas, *top layer* y *bottom layer* puestas a tierra. La **Figura 36** muestra las capas de los dos multiplicadores capacitivos.

a) Capa superior del positivo b) Capa inferior del positivo



c) Capa superior del negativo d) Capa inferior del negativo

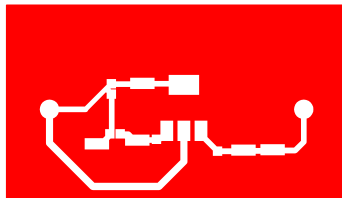
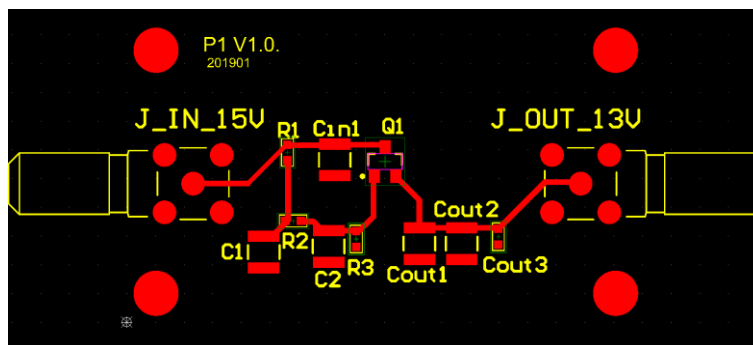


Figura 36. Diseño del layout de las capas superiores e inferiores de ambos multiplicadores capacitivos

Siguiendo el orden de los componentes del esquemático de los multiplicadores capacitivos, se realiza el trazado de los circuitos tal y como se indica en la **Figura 37**. En ambos casos, se procura situar los condensadores C_{out1} , C_{out2} y C_{out3} lo más cercanos posible al pin de salida del conector SMA (*SubMiniature version A*).

a) MC positivo



b) MC negativo

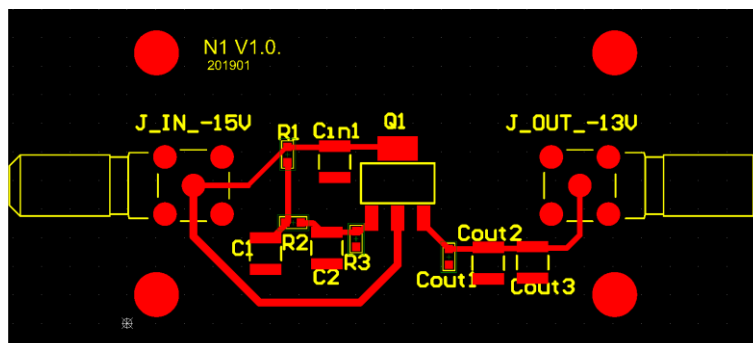


Figura 37. Diseño del layout en formato Gerber de multiplicador capacitivo positivo (a) y multiplicador capacitivo (b)

EL diseño final se expone en la **Figura 38**.

a) MC positivo



b) MC negativo



Figura 38. Resultado final de la PCB del multiplicador capacitivo positivo (a) y multiplicador capacitivo negativo (b)

3.5. DISEÑO DE CARCASA

Para darle a las placas un toque más comercial y a la vez práctico, se decide elaborar un diseño de carcasas para los dos tipos de tamaño que ocuparon los diseños electrónicos. Las carcasas se diseñan con el programa Fusion 360¹⁰ y se fabrican con una impresora 3D Creality Ender 3¹¹ utilizando como material un termoplástico común para las impresiones 3D, el PLA (*PolyLactic Acid*).

Se trata de un diseño sencillo formado por dos cuerpos, el cuerpo principal que sostiene a la placa mediante una fijación con pequeños tornillos y la tapa que cubre el circuito dando así un aspecto presentable y comercial. A continuación, se muestra en la **Figura 39** el diseño en 3D de la carcasa para las placas pequeñas y en la **Figura 40** el diseño 3D para las placas grandes.

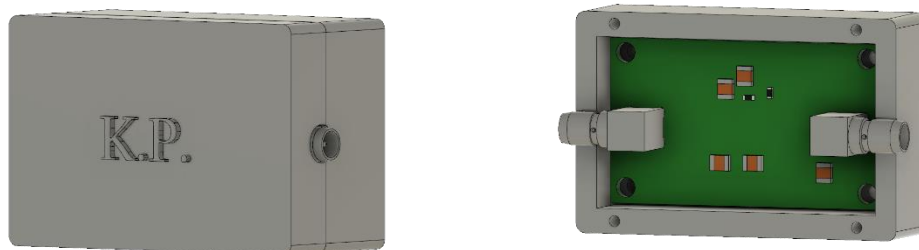


Figura 39. Carcasa 3D para placa pequeña

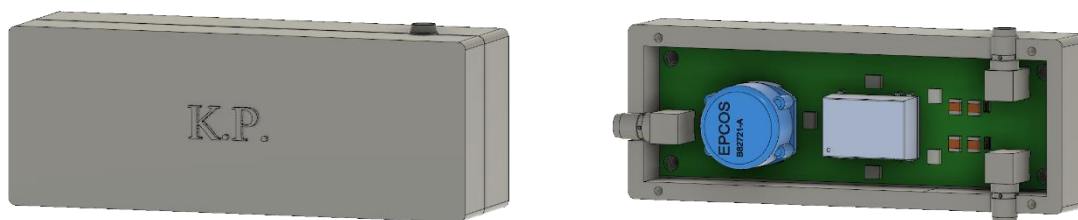


Figura 40. Carcasa 3D para placa grande

¹⁰ Más información: <https://www.autodesk.com/products/fusion-360/overview#banner>

¹¹ Más información: <https://www.creality3d.cn/>

Por último, el producto final queda expuesto en las siguientes imágenes, mostrando en la **Figura 41** como quedaría el diseño para placas pequeñas y mostrando en la **Figura 42** el diseño para la placas grandes.



Figura 41. Producto final carcasa pequeña



Figura 42. Producto final carcasa grande

4. DESARROLLO DE TÉCNICA DE MEDIDA DE RUIDO

4.1. SISTEMA DE MEDIDA

Para medir el ruido que generan las fuentes de alimentación diseñadas, se hace uso del dispositivo Lock-in Amplifier.

Concretamente, en este proyecto se ha utilizado el modelo HF2LI¹² Lock-in Amplifier (**Figura 43**) y las características de principal interés que presenta son las entradas y salidas con bajo nivel de ruido, acoplo en DC y AC, y ancho de banda de 50MHz. Además, incluye un interfaz de software LabOne UI para el usuario.



Figura 43. HF2LI Lock-in Amplifier [21]

El Lock-in Amplifier realiza medidas de amplitud y fase de una señal con una frecuencia similar a la de la señal de referencia, esto quiere decir, que el ruido de la señal de entrada aparecerá como ruido en la señal de salida del dispositivo.

El dispositivo entiende como ruido aquella desviación estándar del valor X o Y medido [21]. Para calcularlo, primero realiza una media de todos los valores en un eje de la señal que interese durante un periodo de tiempo definido, por ejemplo, Y_{med} y posteriormente el valor medio Y_{med} es restado a la señal completa del mismo eje obteniéndose de esta manera la desviación. Finalmente, se consigue la potencia de ruido total de la señal de entrada medida en RMS.

En la mayoría de los casos, interesa conocer la densidad espectral de ruido cuyas unidades son nV/\sqrt{Hz} , por lo que el Lock-in Amplifier ofrece la posibilidad de realizar las medidas de ruido en unidades de densidad espectral dividiendo la potencia de ruido entre la raíz cuadrada del ancho de banda:

¹² Manual HF2 para el usuario:

https://www.zhinst.com/sites/default/files/ziHF2_UserManual_LabOne_58300.pdf

$$Y_{Ruido} = \frac{RMS(Y - Y_{med})}{\sqrt{BW}} \quad (4.1)$$

siendo BW el ancho de banda de la señal y donde se espera que el ruido en X y en Y sea el mismo.

A continuación, en la **Figura 44** se muestra el diagrama funcional del dispositivo en el que se indican todas las entradas y salidas que este presenta, junto con todos las secciones funcionales.

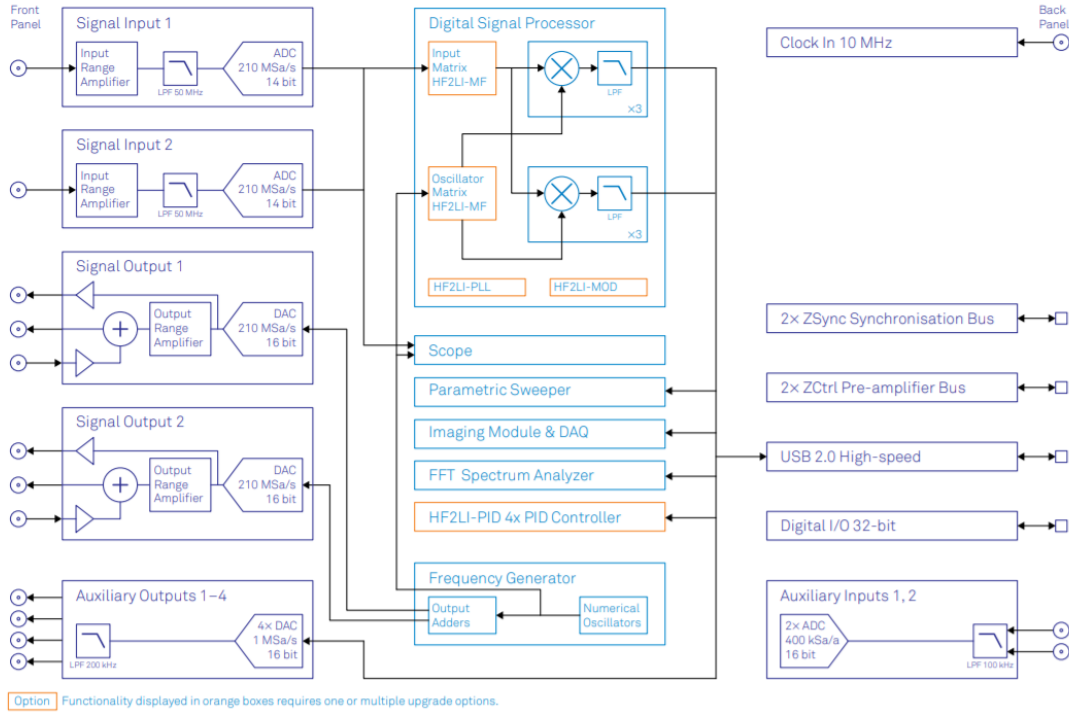


Figura 44. Diagrama funcional del HF2LI [21]

Según el diagrama funcional el HF2LI contiene múltiples bloques de operación, pero para la visualización de los datos en el dominio del tiempo y la frecuencia se hace uso del bloque *scope* en cuyo eje Y se muestra la señal de entrada pudiéndola modificar y escalar a la unidad requerida.

4.2. IMPLEMENTACIÓN DE LAS FUENTES DE ALIMENTACIÓN Y SUS MEDIDAS

El diagrama de bloques que permite visualizar lo realizado en este punto se muestra en la **Figura 45**.

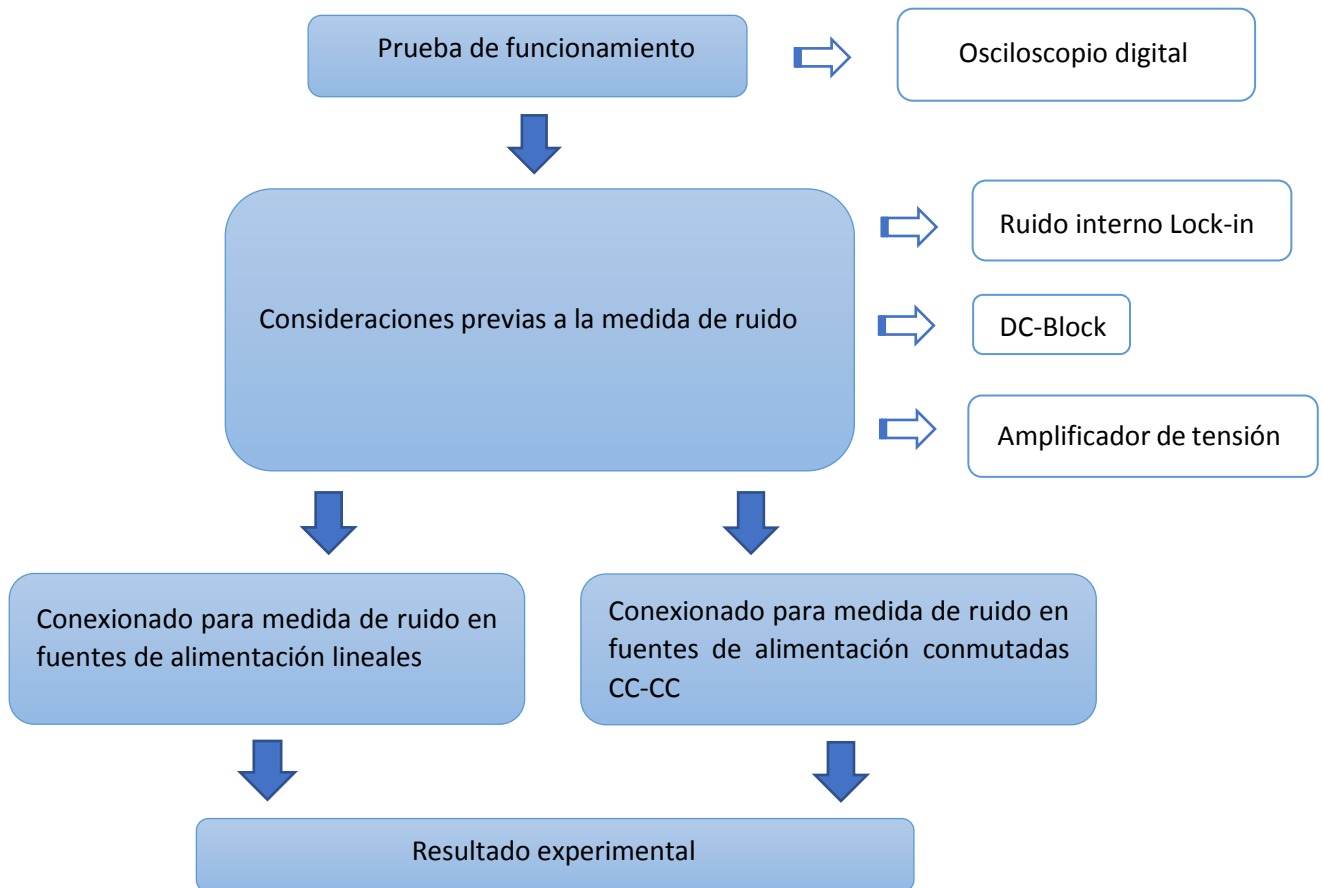


Figura 45. Diagrama de bloques desde su implementación hasta el resultado experimental

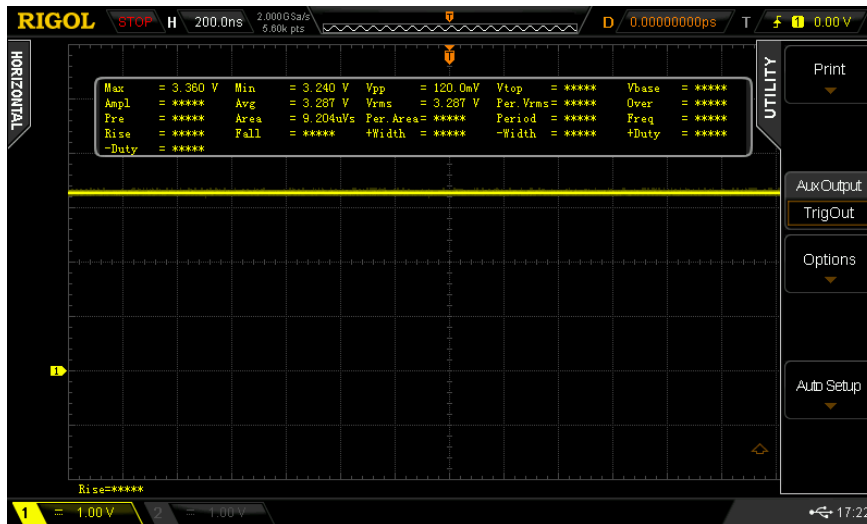
4.2.1. COMPROBACIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DE PLACAS

Tras haber finalizado con el diseño de las fuentes de alimentación, se requiere una comprobación previa del funcionamiento. Para ello, se hace uso de un osciloscopio digital, Rigol DS2302A¹³, y se miden las tensiones de salida comprobando que estén resulten ser del valor que se ha diseñado.

A continuación, se muestran en la **Figura 46**, **Figura 47** y **Figura 48** la información obtenida del osciloscopio digital mostrando la salida de cada uno de los reguladores de tensión. A su vez, se evalúa el margen de error en cada uno de los casos siguiendo la ecuación de margen de error de continua del manual del osciloscopio [22]:

$$Error = \pm 0.1 \text{ div} \pm 2 \text{ mV} \pm 1\% \text{ valor de offset} \quad (4.2)$$

¹³ Más información: <https://www.rigol.eu/products/digital-oscilloscopes/2000a/#ds2000a/ds2302a/>



$$Error = 0.1 \times 1V + 2mV + 0.01 \times 3.36V = 135 \text{ mV}$$

Figura 46. Forma de onda de la tensión de salida del regulador ADM7151

$$Error = 0.1 \times 1V + 2mV + 0.01 \times 3.36V = 135 \text{ mV}$$

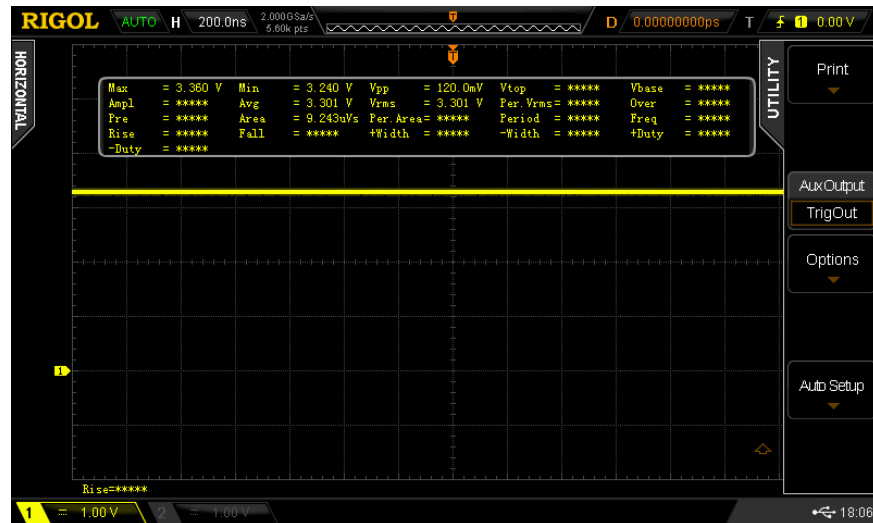
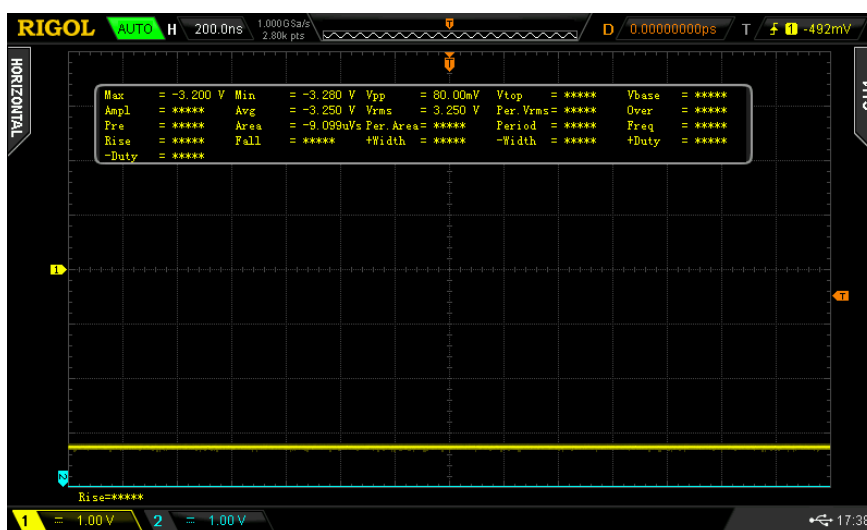


Figura 47. Forma de onda de la tensión de salida del regulador LT3045



$$Error = -0.1 \times 1V - 2mV - 0.01 \times 3.20V = -134 \text{ mV}$$

Figura 48. Forma de onda de la tensión de salida del regulador LT3094

De cada una de las figuras anteriores se sacan dos principales conclusiones:

- Todas ellas presentan una forma de onda propia de una señal continua.
- Cada uno de los reguladores saca una tensión de salida próxima a su valor teórico diseñado teniendo en cuenta el margen de error del osciloscopio (**Tabla 5**).

Tabla 5. Comparativa de tensiones teóricas frente a tensiones experimentales en reguladores de tensión lineales

Tipo de regulador	Valor teórico (V)	Valor experimental (V)
ADM7151	$V_0 = 3.3$	$V_{Avg} = 3.287$
LT3045	$V_0 = 3.3$	$V_{Avg} = 3.301$
LT3094	$V_0 = -3.3$	$V_{Avg} = -3.250$

Seguidamente, se muestran las diferentes salidas de la fuente de alimentación con convertidor conmutado, tanto con los multiplicadores capacitivos correspondientes como sin ellos.

Por un lado, en la **Figura 49** y la **Figura 50** se representan las señales de la salida positiva del convertidor conmutado sin multiplicador capacitivo y con multiplicador capacitivo respectivamente. A su vez, se evalúa el margen de error en cada caso siguiendo la ecuación (4.2).

$$\text{Error} = 0.1 \times 5V + 2mV + 0.01 \times 15V = 652 \text{ mV}$$

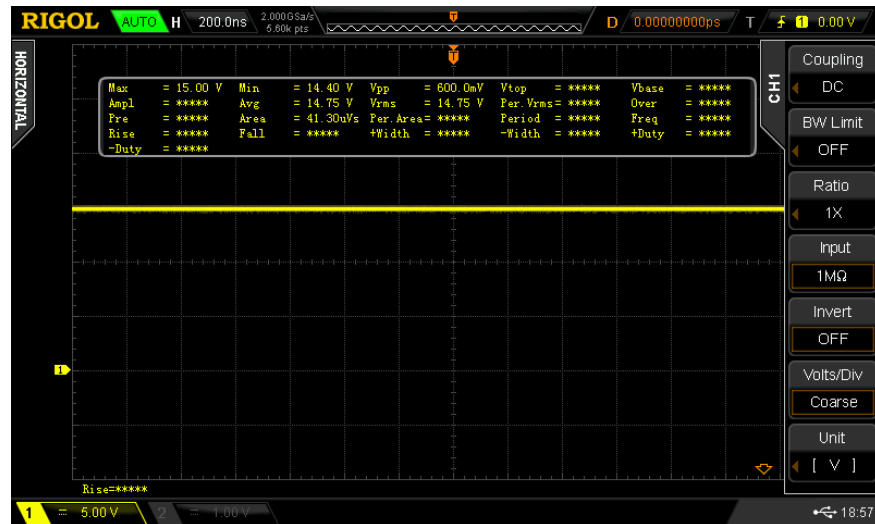
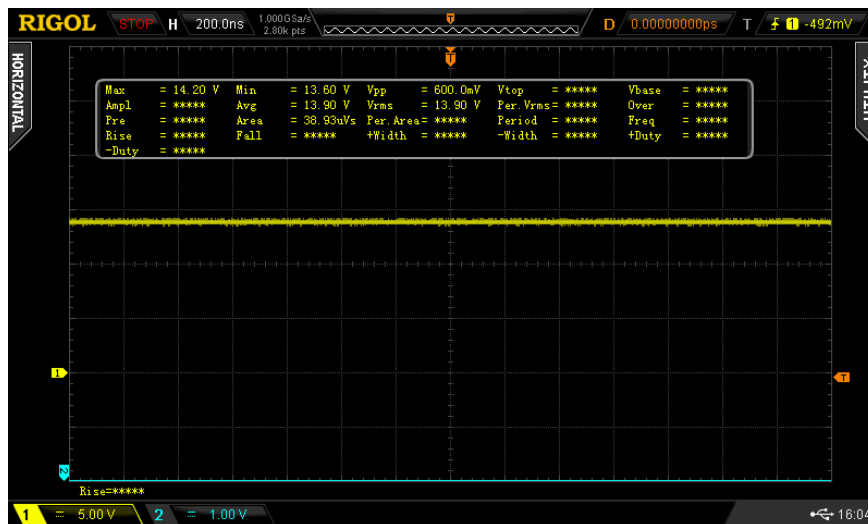


Figura 49. Forma de onda de la tensión de salida positiva del convertidor sin MC



$$\text{Error} = 0.1 \times 5V + 2mV + 0.01 \times 14.20V = 644 \text{ mV}$$

Figura 50. Forma de onda de la tensión de salida negativa del convertidor con MC

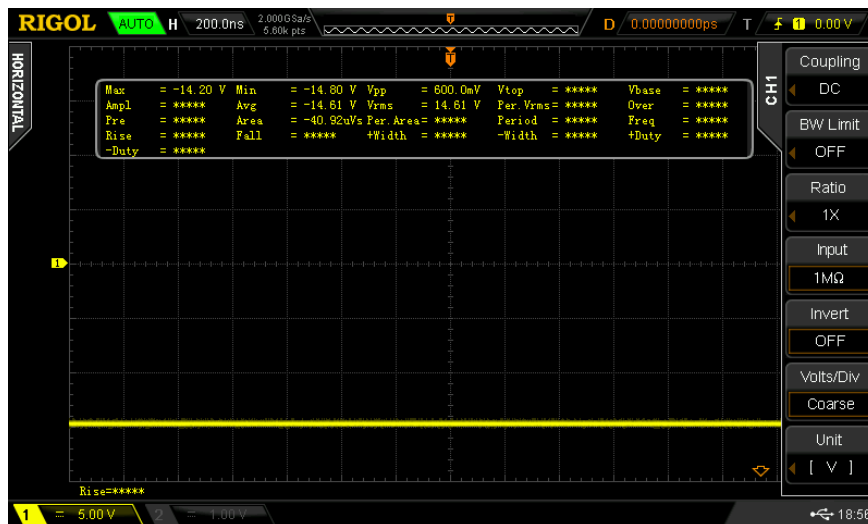
De estas dos figuras se sacan dos conclusiones:

- Las forma de onda de la salida positiva del convertidor conmutado tienen forma propia de una onda continua.
- En ambos casos, el resultado experimental consigue aproximarse al valor teórico diseñado teniendo en cuenta el margen de error del osciloscopio. A continuación, en la **Tabla 6** se muestra una comparativa de resultados teóricos frente a los obtenidos experimentalmente:

Tabla 6. Comparativa de tensiones teóricas frente a tensiones experimentales en convertidor conmutado positivo

Tipo de convertidor	Valor teórico (V)	Valor experimental (V)
Convertidor sin MC	$V_0 = 15$	$V_{\text{Avg}} = 14.75$
Convertidor con MC	$V_0 = 13$	$V_{\text{Avg}} = 13.90$

Por otro lado, en las siguientes figuras, **Figura 51** y **Figura 52** se representan las señales de la salida negativa del convertidor, sin multiplicador capacitivo y con multiplicador capacitivo respectivamente. A su vez, se evalúa el margen de error en cada caso siguiendo la ecuación (4.2).



$$\text{Error} = -0.1 \times 5 - 2\text{mV} - 0.01 \times 14.20\text{V} = -644\text{ mV}$$

Figura 51. Forma de onda de la tensión de salida del convertidor negativo sin MC

$$\text{Error} = -0.1 \times 5\text{V} - 2\text{mV} - 0.01 \times 12.80\text{V} = -630\text{ mV}$$



Figura 52. Forma de onda de la tensión de salida del convertidor negativo con MC

De estas otras dos figuras se sacan las mismas conclusiones que en los casos anteriores:

- Las forma de onda de la salida negativa del convertidor conmutado tienen forma propia de una onda continua.
- Tanto en la **Figura 51** como en la **Figura 52**, los valores de tensión obtenidos de la salida negativa del convertidor se aproximan a los valores teóricos esperados teniendo en cuenta el margen de error del osciloscopio, estos valores se pueden ver en la **Tabla 7**.

Tabla 7. Comparativa de tensiones teóricas frente a tensiones experimentales en convertidor conmutado negativo

Tipo de convertidor	Valor teórico (V)	Valor experimental (V)
Convertidor sin MC	$V_0 = -15$	$V_{\text{Avg}} = -14.61$
Convertidor con MC	$V_0 = -13$	$V_{\text{Avg}} = -12.99$

4.2.2. MEDIDA DE RUIDO INTERNO DEL LOCK-IN AMPLIFIER

Como cualquier otro dispositivo de medida, el amplificador lock-in presenta un ruido propio, esto quiere decir que en cualquier medida que se haga van a interferir señales de ruido que generará el mismo lock-in. Como el propósito de este proyecto es el análisis de ruido de unos diseños, es importante conocer el nivel de ruido que produce el propio dispositivo de medida, ya que así cuando se vayan a realizar las medidas necesarias para el proyecto, se sabrá si lo que se está midiendo es ruido de lo diseñado o ruido del dispositivo de medida. Por ello, antes de partir con las medidas de ruido de las fuentes de alimentación, se estudiará y conocerá el ruido del amplificador lock-in.

Para medir el ruido del amplificador lock-in se debe conectar la salida de este con su entrada correspondiente mediante un cable BNC (*Bayonet Neill-Concelman*). Introduciendo unos datos característicos de la señal que se quiere generar en la pestaña *Signal Outputs*, el amplificador lock-in genera esta señal y seguidamente la recibe a través de una de sus entradas correspondientes.

En las siguientes figuras, **Figura 53** y **Figura 54**, se representan las formas de onda del ruido del amplificador lock-in. En ambos casos para conseguir estas formas de onda es conveniente generar una señal de baja amplitud ya que de esta manera se consiguen medidas más exactas de ruido, y por tanto, a través de la salida *Output 1* se genera una señal de amplitud de 100 mV que posteriormente es introducida por la entrada *Input 1*.

Por un lado, tanto en la **Figura 53** como en la **Figura 54**, podemos ver que en la pestaña de *Signal Inputs* se han impuesto 2 condiciones que se explicarán a continuación:

- Impedancia de entrada de 50 Ω → Su activación permite seleccionar la impedancia baja a la entrada del amplificador lock-in.
- Rango de entrada de 5 mV → El amplificador permite rangos de entrada entre 1 mV y 1.6 V. El rango de entrada seleccionado, 5 mV, nos permite obtener una medida de la onda más precisa y obtener con exactitud el ruido de esta.

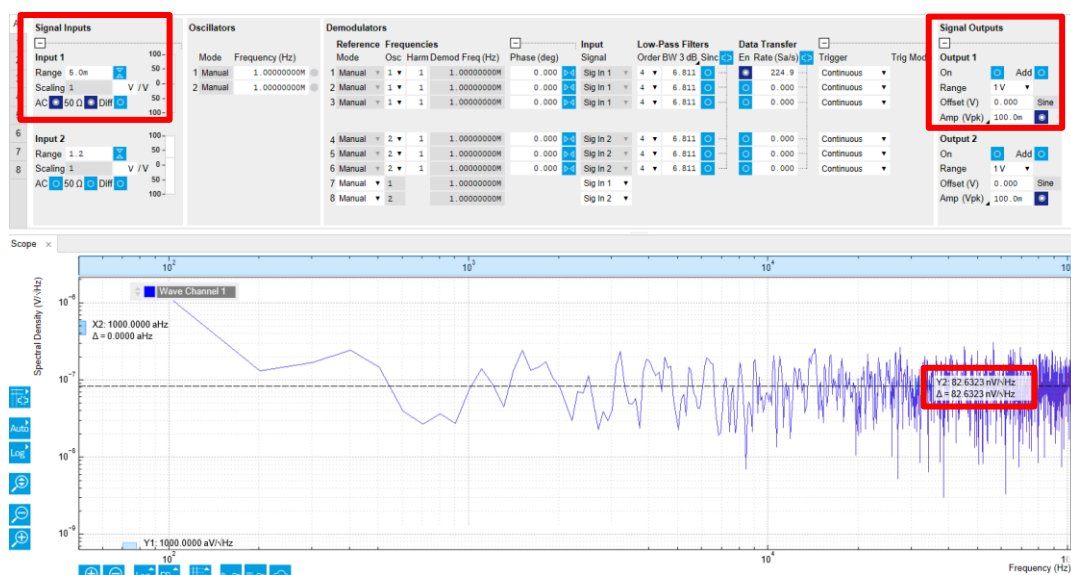


Figura 53. LabOne UI: Pestaña scope refleja el ruido generado por el propio Lock-in Amplifier con acoplo AC

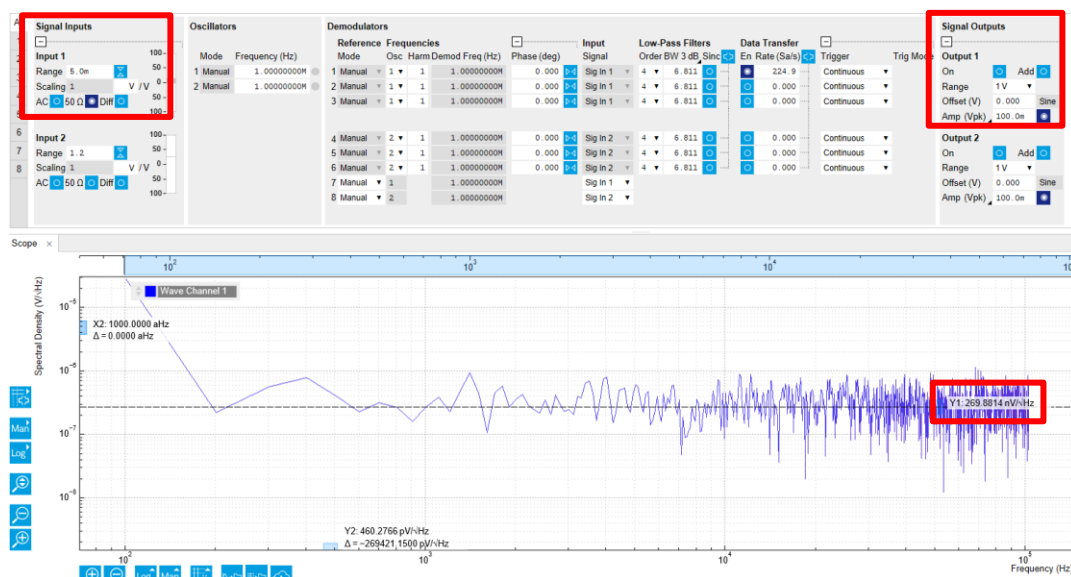


Figura 54. LabOne UI: Pestaña scope refleja el ruido generado por el propio Lock-in Amplifier sin acoplo AC

Por otro lado, entre las gráficas hay una notable diferencia, y es que en una se aplicó el acoplo en AC mientras que en otro no. El acoplo en AC supone activar un filtro paso alto cuya frecuencia de corte, f_c , se encuentra en 1 kHz según el manual del Lock-in HF2LI, eliminando de esta manera toda la parte continua CC y por lo tanto su ruido correspondiente. De esta manera se determina que acoplando la parte alterna AC, se introduce menos cantidad de ruido en el amplificador lock-in.

De ambas figuras se obtienen dos conclusiones:

- Por una parte, en la **Figura 53** se puede observar que aplicándole el acoplo en AC (activando el botón AC) se obtiene un suelo de ruido aproximadamente de 83 nV/√Hz.
- Por otra parte, de la **Figura 54** se obtiene que, omitiendo el acoplo en AC (sin activar el botón AC) y por tanto dejando pasar toda la parte continua, el suelo de ruido es mayor, obteniéndose un valor de 270 nV/√Hz.

Conociendo estos datos y viendo la diferencia que existe entre ellos, lo óptimo sería escoger la opción que menos ruido produce, es decir, acoplando la parte alterna (activando el botón AC) ya que de esta forma sería más fácil visualizar las señales de ruido de los diseños. Sin embargo, como el proyecto trata de medir el ruido en fuentes de alimentación continuas CC, no podemos deshacernos de la parte continua por lo que es necesario conocer el ruido que genera el amplificador lock-in desacoplando la parte alterna. Por otro lado, considerando el margen de error del osciloscopio de un orden de mV, se aprecia una notable diferencia con el error que se obtiene del amplificador lock-in garantizando una vez más la eficiencia y precisión de este dispositivos para la medida de ruido de las fuentes de alimentación.

4.2.3. DC- BLOCK

Las fuentes de alimentación han sido diseñadas para alimentar sistemas que trabajan con poca potencia y a frecuencias altas de modo que, como para las medidas de ruido de las fuentes de alimentación no interesa que interfieran otras señales que se producen a

muy bajas frecuencias como los que generan los propios cables, se debe hacer uso de un bloqueador de continua o DC-Block (**Figura 55**).

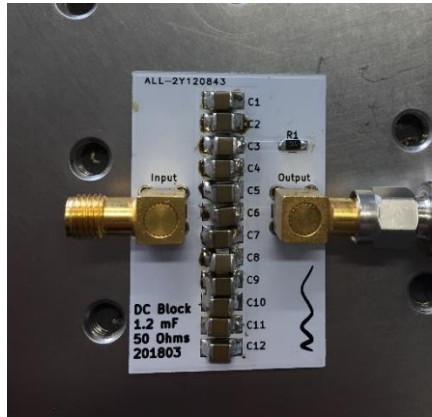


Figura 55. Bloqueador de continua con resistencia de 50 Ω y capacidad de 1.2 mF

El DC-Block está formado por un paralelo de condensadores que suman un total de 1.2 mF y una resistencia cuyo valor es de 50 Ω . La función del DC-Block es bloquear parte de la señal continua, es decir, que actúa como un filtro paso alto eliminando la señal que está por debajo de su frecuencia de corte, f_c .

Siguiendo la expresión que determina la frecuencia de corte y conociendo los valores de R y C, se obtiene:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.3)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times 50 \times 0.0012} = 2.65 \text{ Hz}$$

De esta manera, emplear un DC-Block con una frecuencia de corte de 2.65 Hz y conectarlo entre la entrada del Lock-in Amplifier y la salida de cualquiera de las fuentes de alimentaciones (**Figura 56**) es suficiente para eliminar todas las posibles interferencias que dificulten las medidas de ruido de los diseños.



Figura 56. Conexión de la placa DC-Block con el Lock-in Amplifier

4.2.4. AMPLIFICACIÓN DEL RUIDO

Para lograr leer el ruido de las fuentes de alimentación constituidas por reguladores de tensión, se han tenido en cuenta dos puntos:

- Las fuentes de alimentación formadas por reguladores de tensión fueron diseñadas de manera que la densidad de ruido fuera lo más baja posible y muy puntal.
- La densidad espectral de ruido que genera el amplificador lock-in es de aproximadamente $270 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ teniendo en cuenta que para nuestro proyecto no se acopla la alterna.

De ambos puntos se saca una conclusión. El ruido que presenta el Lock-in Amplifier es mayor que el ruido teórico de cualquier fuente de alimentación formada por reguladores de tensión, lo que supone que, al ser mayor todo ruido que se encuentre por debajo de este no se podrá percibir. Para que esto no suceda, se ha decidido utilizar un amplificador de tensión para conseguir que el ruido de estas fuentes de alimentación sea mayor que el del propio dispositivo de medida, del Lock-in Amplifier, es decir, que quede por encima y se logre su lectura.

Precisamente, en este proyecto se ha utilizado un aparato comercial que consiste en un amplificador de tensión de bajo ruido diseñado especialmente para aplicaciones que requieren muy bajo ruido. Es un amplificador de Analog Modules, concretamente el modelo 351A-3-50-NI¹⁴ (Figura 57).



Figura 57. ANALOG MODULES 351A-3-50-NI [23]

La gran particularidad que tiene este amplificador es que además de tener un ruido bajo de hasta $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, cuenta con una ganancia ajustable mediante un potenciómetro por encima de 20 dB permitiendo caracterizar el amplificador según las necesidades del usuario.

Para caracterizar el amplificador de tensión se hará uso del Lock-in Amplifier. De manera que, a la entrada del amplificador de tensión se conecta la salida del Lock-in y la salida del amplificador de tensión es conectada a la entrada del mismo Lock-in. A través de la pestaña *Sweeper* que aparece en el interfaz LabOne UI, se logra visualizar la respuesta en frecuencia que tiene el amplificador de tensión, tal y como se muestra en la Figura 58.

¹⁴ Hoja de características: <https://www.analogmodules.com/admincenter/datasheets/351a.pdf>

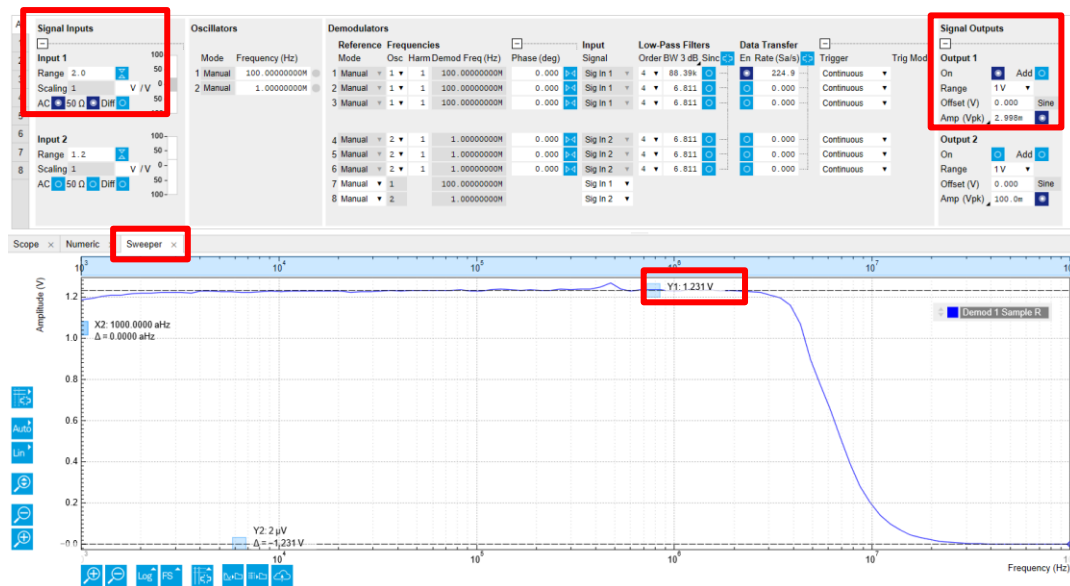


Figura 58. Diagrama de Bode del amplificador de tensión 351A-3-50-NI

En este caso, debido a que el amplificador de tensión trabaja con ganancias que pueden llegar hasta 80 dB, se procura generar una señal de amplitud muy baja, ya que el propio Lock-in Amplifier puede saturar al recibir señales de amplitud muy elevadas. Teniendo en cuenta esto último, se escoge generar una señal con una amplitud de 3 mV (**Figura 58, Signal Outputs**) que posteriormente será amplificada por el amplificador de tensión.

La respuesta en frecuencia aporta la información necesaria para conocer la ganancia con la que trabaja el amplificador de tensión y, por lo tanto, ajustando el potenciómetro que regula esta ganancia, se consigue caracterizar el amplificador.

Conociendo el valor de amplitud de la señal amplificada, $V_{amp} = 1.231 V$, y la amplitud de la señal introducida, $V_0 = 0.003 V$, se consigue determinar el valor de la ganancia con la que opera el amplificador de tensión mediante la siguiente expresión:

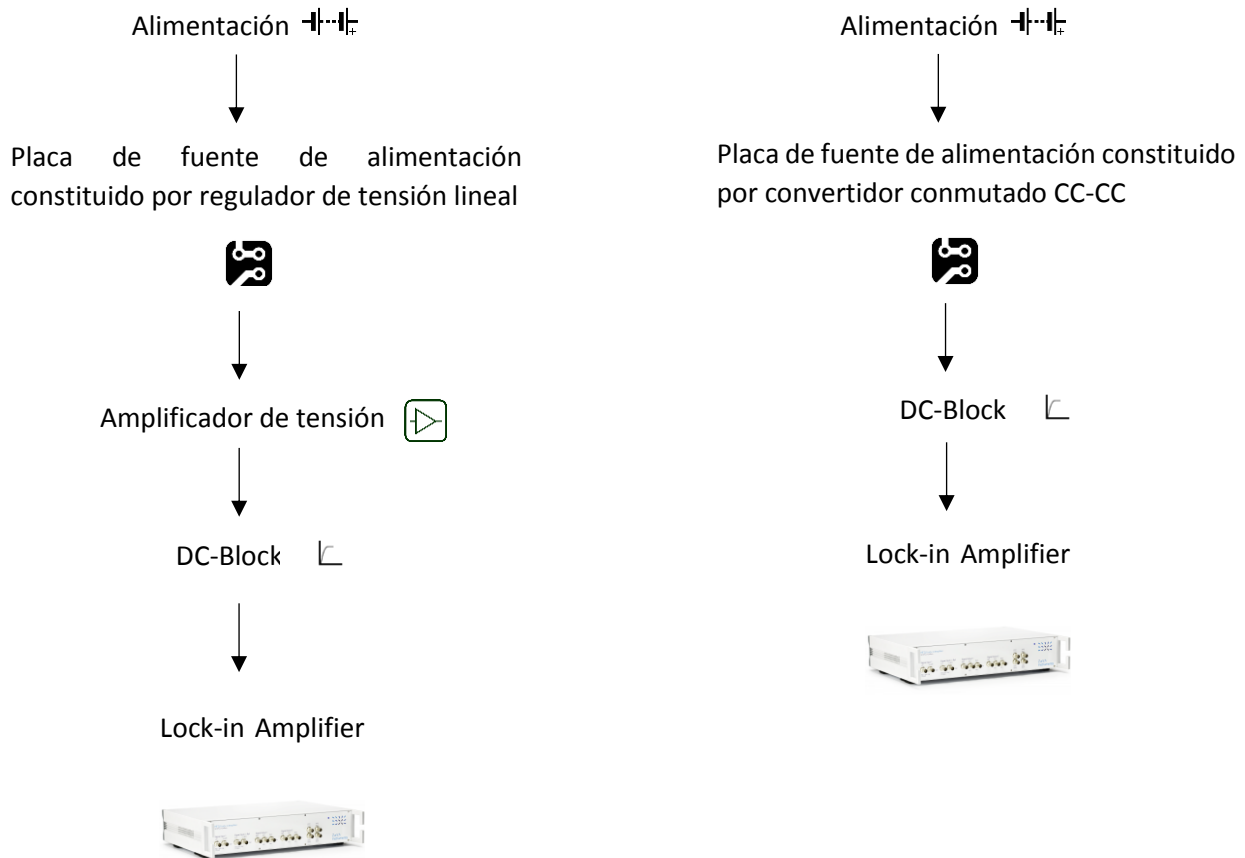
$$G = \frac{V_{amp}}{V_0} \quad (4.4)$$

$$G = \frac{1.231}{0.003} = 410.33 \frac{V}{V} = 52.26 \text{ dB}$$

Se considera con este valor una ganancia suficientemente alta para que el ruido de las fuentes de alimentación constituidas por reguladores de tensión sea lo suficientemente amplificado para estar por encima del ruido del Lock-in.

4.2.5. CONEXIONADO ENTRE DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS

Al trabajar con fuentes de alimentación de dos tipos, el conexionado entre los elementos electrónicos para realizar las medidas experimentales de las fuentes de alimentación con regulador de tensión difiere ligeramente con respecto al conexionado para medir el ruido en la fuente de alimentación con convertidor conmutado CC-CC. A continuación, se muestra un pequeño esquemático que indica esa conexión entre los dispositivos electrónicos.



4.2.6. RESULTADO EXPERIMENTAL

Una vez comprobadas que todas las placas funcionan correctamente, analizado de manera general el ruido interno del Lock-in Amplifier y tenido en cuenta todos los factores necesarios que influyen en las medidas, se procede a medir las densidades espectrales de ruido de cada una de las fuentes de alimentación que se han diseñado.

Resumidamente, en todas las fuentes de alimentación que se han hecho se ha medido la densidad de ruido haciendo un promedio de 50 señales para conseguir una lectura de medida más exacta. Además, para un mejor análisis de los resultados, las medidas se han dividido en 3 niveles de frecuencia: **frecuencias bajas**, **frecuencias medias** y **frecuencias altas**. Las lecturas de señales en todas las fuentes de alimentación que se han realizado con el promedio indicado y a diferentes niveles de frecuencias se encuentran en el **ANEXO I: Señales y datos experimentales de densidades espectrales de ruido en fuentes de alimentación**. En aquellas fuentes de alimentación que han utilizado el amplificador de tensión 351A-3-50-NI para amplificar su ruido, los datos de sus señales de ruido que proporcionó el Lock-in han sido divididas por la ganancia del amplificador de tensión para conseguir las auténticas medidas de densidad espectral de ruido. Finalmente, todas las señales de ruido de cada fuente de alimentación han sido representadas en una gráfica común para realizar una comparativa y estudiar adecuadamente el comportamiento de cada una.

A continuación, se van a analizar los resultados por orden de nivel de frecuencias comenzando por las bajas frecuencias.

Se observa en la **Figura 59** la representación de las señales de densidad espectral de ruido de cada una de las fuentes de alimentación comprendidas entre 6 Hz y 6500 Hz. Las líneas más bajas abarcan las señales de ruido de los tres reguladores lineales que se han diseñado y las líneas superiores son las señales de ruido del convertidor conmutado con y sin multiplicadores capacitivos. De este grafico se pueden sacar dos conclusiones:

- Por un lado, como se esperaba los reguladores de tensión muestran un ruido inferior a los convertidores, pero además, el suelo de ruido de los tres reguladores rondan su valor teórico.
- Por otro lado, entre las salidas del convertidor conmutado hay una notable diferencia entre aquellas que se les han acoplado multiplicadores capacitivos y aquellas que no. Se observa que las señales de salidas del convertidor que no fueron acopladas a los multiplicadores capacitivos presentan un mayor ruido. Esto podría deberse a la existencia de armónicos a bajas frecuencias que sufren el convertidor y gracias a los multiplicadores capacitivos se consigue bajar ese ruido.

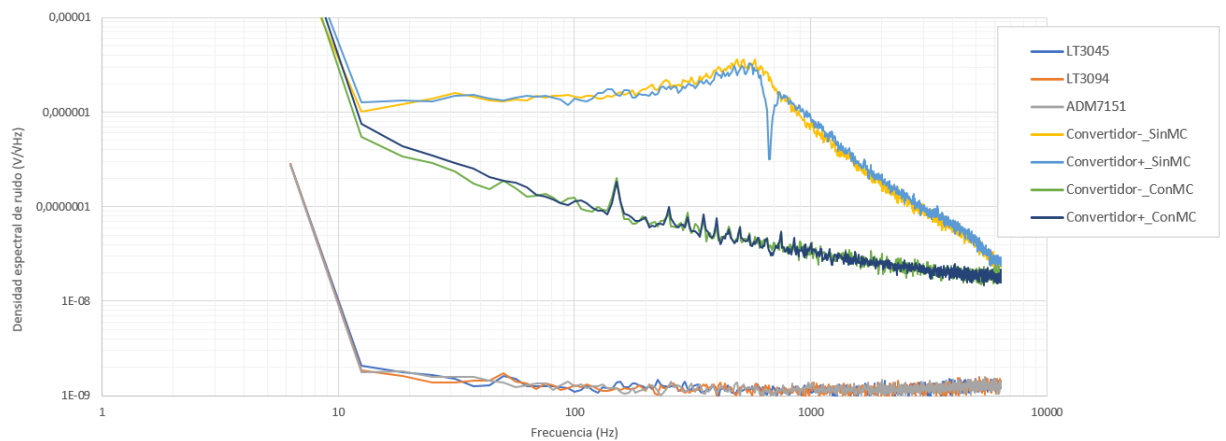


Figura 59. Señales de densidad espectral de ruido a frecuencias bajas

A continuación, la **Figura 60** representa las señales de densidad espectral de ruido en un rango comprendido entre 400 Hz y 400 kHz. De este grafico se pueden sacar varias conclusiones:

- Los tres reguladores de tensión hasta 10 kHz presentan una densidad espectral de ruido cercana a su valor teórico, aproximadamente $2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, pero a medida que suben las frecuencias este ruido disminuye notablemente entre $0.04 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ y $0.08 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ y por el momento se desconoce la causa de este suceso, aunque esto suponga un mejor resultado a frecuencias más altas.
- El convertidor conmutado a frecuencias medias a partir de 7 kHz consigue estabilizar su suelo de ruido tanto si se acoplan los multiplicadores capacitivos como si no. Además, a 100 kHz que es la frecuencia de conmutación del convertidor es posible la lectura de la densidad de ruido que produce cuyo valor es aproximadamente de $12 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, lo cual quiere decir que para la familia de convertidores esta densidad de ruido es bastante baja, aunque resulte estar por encima del valor de los reguladores de tensión.

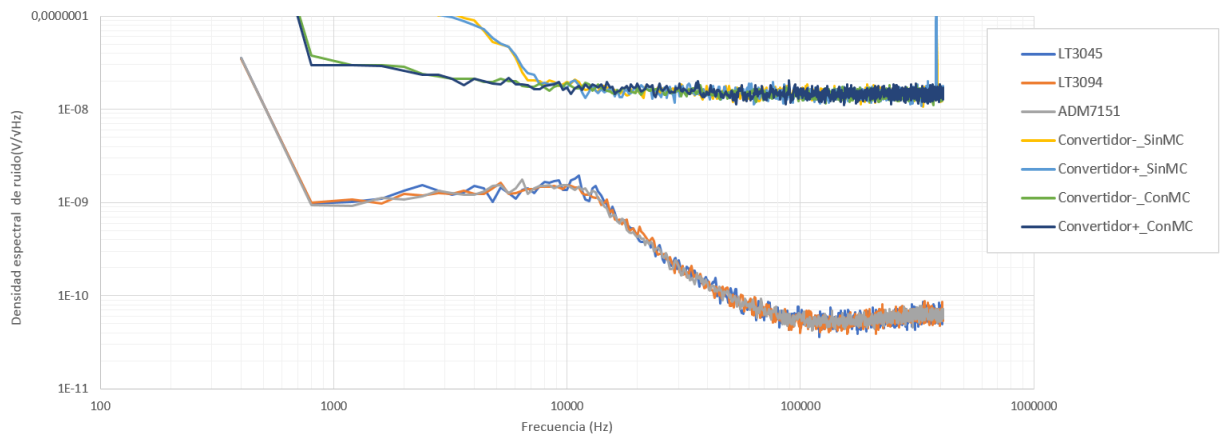


Figura 60. Señales de densidad espectral de ruido a frecuencias medias

Finalmente, la **Figura 61** muestra el gráfico de las densidades espectrales de ruido a frecuencias altas que comprende entre 20.5 kHz y 20.5 MHz, y de esta última se pueden sacar unas últimas conclusiones:

- Las densidades espectrales de ruido en todas las fuentes de alimentación consiguen estabilizarse de manera que se logra ver con exactitud el suelo de ruido de todas las fuentes de alimentación, esto podría explicarse que a bajas frecuencias predomina el ruido Flicker ($1/f$) ya que este tipo de ruido se encuentra presente en todos los semiconductores y a medida que aumenta la frecuencia este ruido disminuye dando lugar solamente a la influencia del ruido blanco que es el que se puede apreciar en el gráfico de la **Figura 61**.
- Las densidades espectrales de ruido en las fuentes de alimentación lineales permanecen con un valor por debajo de su valor teórico.
- El convertidor que opera sin multiplicadores capacitivos produce un pico de ruido aproximadamente a 1.5 MHz mientras que cuando se le acoplan los multiplicadores capacitivos muestran una densidad espectral de ruido bastante constante y estable. Una vez más, se confirma un mejor funcionamiento en cuanto al ruido de las fuentes de alimentación conmutadas acopladas a multiplicadores capacitivos.

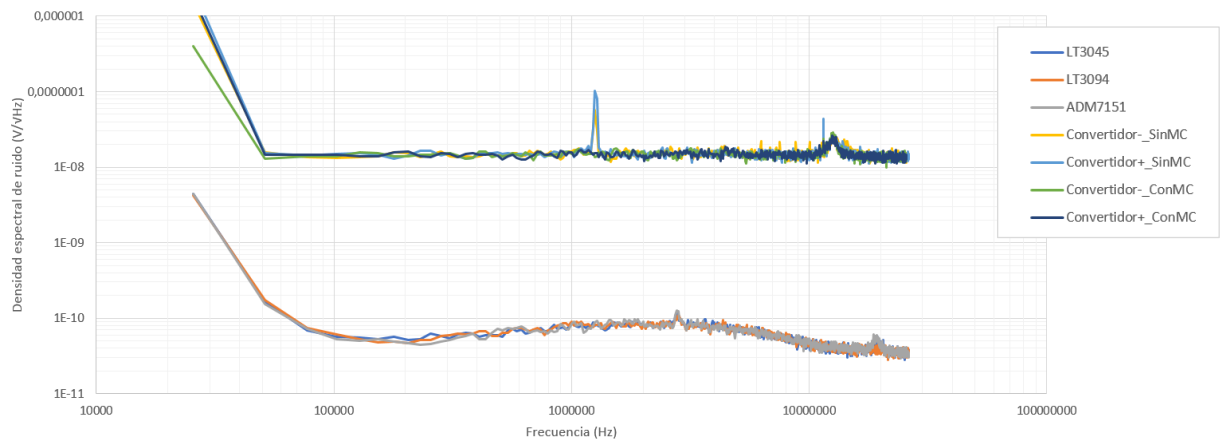


Figura 61. Señales de densidad espectral de ruido a frecuencias altas

5. CONCLUSIÓN Y LÍNEAS FUTURAS

En este proyecto se han diseñado fuentes de alimentación lineales de bajo ruido, así como también fuentes de alimentación conmutadas cuyo propósito general ha sido estudiar el ruido que generan y realizar una comparativa entre ellas para determinar el mejor método de alimentación a sistemas que operan a altas frecuencias que requieren una estabilidad en su funcionamiento tales como sistemas que utilizan diodos láser.

En primer lugar, tras una larga búsqueda de componentes que constituyen a las fuentes de alimentación, se logra escoger unos reguladores de tensión de ultra-bajo ruido del fabricante Analog Devices que presentan una gran ventaja a nivel de ruido frente a otros fabricantes, así como también se consigue escoger convertidores conmutados del fabricante TRACO POWER integrados en un dispositivo capaces de proporcionar dos salidas de tensión simplificando así el diseño de la fuente de alimentación. Finalmente, siguiendo las recomendaciones de las hojas de características de cada componente, se logran diseñar las fuentes de alimentación que proporcionan los diferentes niveles de tensión a la salida establecidos inicialmente. También se desarrollan unos circuitos electrónicos adicionales llamados multiplicadores capacitivos, diseñados especialmente para reducir el ruido en los convertidores conmutados. Finalmente, se logran plasmar los diseños esquemáticos en placas de circuito impreso y se crean unas carcasas mecánicas. La simplicidad de los esquemáticos de la circuitería electrónica, los tamaños compactos de las placas y la funcionalidad de las carcasas hacen que las fuentes de alimentación sean perfectamente portables y válidas para ser empleadas en diferentes sistemas electrónicos de altas prestaciones.

En cuanto a la técnica de medida de ruido, a pesar de existir otras formas o técnicas para su medida como puede ser mediante un osciloscopio, se ha deducido que la mejor forma de obtener la información de manera precisa y necesaria sobre el ruido es a través del dispositivo Lock-in Amplifier. A partir de los resultados obtenidos se concluye que las fuentes de alimentación se han diseñado cumpliendo los objetivos propuestos; proporcionando diferentes niveles de tensión y bajos niveles de ruido, a pesar de desconocer el motivo de la bajada tan brusca del nivel de ruido a frecuencias medias en las fuentes de alimentación lineales. Además, no solo por los resultados obtenidos, sino que al ver que se necesitaba un amplificador de tensión para conseguir la lectura del ruido en las fuentes de alimentación lineales se deduce que son perfectamente válidas para su uso en sistemas de diodo láser de altas prestaciones. En cuanto a la fuente de alimentación conmutada, se afirma que gracias a los multiplicadores capacitivos se consiguen corregir los picos de ruido y eliminar los armónicos presentes a frecuencias bajas.

Por otro lado, académicamente se han adquirido conocimientos sobre las señales de ruido y su influencia en el mundo de la electrónica y de la telecomunicación, así como también la manera de tratar con estas señales. También se logró el estudio y manejo del dispositivo de medida de ruido Lock-in Amplifier dado que es un sistema bastante complejo con múltiples funcionalidades y requiere un tiempo para su comprensión.

Pese a haberse cumplido los objetivos propuestos, se establecen varias líneas futuras o posibles mejoras de diseño que podrían realizarse.

Las fuentes de alimentación se han diseñado con el propósito de alimentar sistemas de altas frecuencias que requieren bajo nivel de ruido. Sin embargo, los diseños no están únicamente limitados a estos sistemas y pueden aplicarse en otros ámbitos de la electrónica. No obstante, se puede seguir la metódica de diseño y modificar ciertos componentes para cambiar los niveles de tensión o incluso crear nuevas fuentes de alimentación con mejor rendimiento sustituyendo los modelos de reguladores de tensión y convertidores conmutados por otros más actualizados. Aunque los diseños presentados muestran un buen resultado de funcionamiento y apenas requieren intervención para su mejoría, se podría llegar a optimizar su tamaño de placas electrónicas y mejorar el trazado entre los componentes para garantizar mínimas tolerancias.

Por otro lado, en cuanto al análisis de ruido de las fuentes de alimentación lineales, sería preciso seguir un estudio que pueda determinar la razón de la bajada brusca del ruido que se produce a frecuencias medias y analizar si se debe a la arquitectura que presentan los reguladores de tensión o al diseño realizado de la fuente de alimentación lineal.

Por último, las carcasas mecánicas que se fabrican para darle un toque más comercial y práctico a las fuentes de alimentación también pueden mejorarse. El diseño es sencillo y compacto, pero el material de fabricación no es el más apropiado para cubrir circuitos electrónicos, por tanto, la solución sería fabricarlos de aluminio o cobre o algún otro material que pudiera crear una jaula de Faraday para proteger el circuito de cualquier radiación electromagnética.

6. MARCO REGULADOR

En este apartado se detallan los aspectos técnicos y legales más importantes de este proyecto.

En primer lugar, es de suma importancia tener en cuenta los riesgos del proyecto desarrollado. Uno de los riesgos más constantes es el uso de componentes electrónicos altamente sensibles a descargas electrostáticas, por lo que el trabajador o trabajadores responsables de emplear estos dispositivos deben cumplir lo establecido por el Real Decreto 2200/1995 por el que se aprueba el reglamento para la calidad y la seguridad industrial. La norma UNE-EN 61340-5-1:2007 del Real Decreto mencionado anteriormente expone ciertos requisitos administrativos y técnicos para implementar y mantener un control de un área protegida electrostática y así evitar mínimos daños en los productos siendo unos de los requisitos técnicos como puesta a tierra del personal y de equipos y la capacitación del personal. Por otro lado, los productos han sido desarrollados y examinados en un laboratorio de fotónica con presencia de dispositivos láseres, esto implica que se debe seguir la norma UNE-EN 60825-1:2008 del Real Decreto 486/2010 sobre la protección de la salud y la seguridad de los trabajadores contra los riesgos relacionados con la exposición a radiaciones ópticas artificiales. La norma clasifica los láseres por su grado de radiación, establece los requisitos mínimos para informar sobre su peligrosidad, así como expone un etiquetado de advertencia y las medidas de control que se deben adoptar.

En segundo lugar, respecto al posible estándar técnico relacionado con los diseños fabricados, destaca el estándar IEEE 1012-2016 que aporta la verificación y validación de los diseños para determinar si estos se ajustan a los requisitos establecidos para desarrollar correctamente su actividad correspondiente.

Finalmente, en cuanto a la posibilidad de comercializar en un futuro los diseños desarrollados como producto, se debe de tener en cuenta una condición fundamental establecido por elEEE (Espacio Económico Europeo). Los diseños son de carácter electrónico y para su venta deben cumplir con los mínimos requisitos legales y técnicos exigidos por la UE (Unión Europea) mediante el marcado CE (Conformidad Europea) que confirma el cumplimiento de las condiciones de seguridad, sanidad y protección medioambiental.

7. ENTORNO SOCIOECONÓMICO

7.1. PRESUPUESTO

En este apartado se describen los costes de desarrollo de los diseños presentados descritos en detalle y agrupados por categorías en la **Tabla 8**.

Tabla 8. Presupuesto

CÓDIGO	UNIDAD	DESCRIPCIÓN	MEDICIÓN	PRECIO UNITARIO	PRECIO TOTAL
CAPÍTULO 1: Material					
101	ud	Placa regulador P2 Incluye todos los componentes y materiales necesarios que componen el circuito electrónico: 1x regulador de tensión lineal ADM7151 de ultra bajo ruido; 1x condensador 10 µF; 3x condensador 1 µF; 1x condensador 45 µF; 1x resistencia 10 kΩ; 1x resistencia 12 kΩ; 2x conector SMA; 1x placa de circuito impreso. Circuito totalmente probado y en funcionamiento.	1	13.74 €	13.74 €
102	ud	Placa regulador P3 Incluye todos los componentes y materiales necesarios que componen el circuito electrónico: 1x regulador de tensión lineal LT3045 de ultra bajo ruido; 1x condensador 1 µF; 2x condensador 22 µF; 1x resistencia 33 kΩ; 2x conector SMA; 1x placa de circuito impreso. Circuito totalmente probado y en funcionamiento.	1	12.21 €	12.21 €
103	ud	Placa regulador N2 Incluye todos los componentes y materiales necesarios que componen el circuito electrónico: 1x regulador de tensión lineal LT3094 de ultra bajo ruido; 1x condensador 1 µF; 2x condensador 22 µF; 1x resistencia 33.2 kΩ; 2x conector SMA; 1x placa de circuito impreso. Circuito totalmente probado y en funcionamiento.	1	12.18 €	12.18 €
104	ud	Placa multiplicador capacitivo P1 Incluye todos los componentes y materiales necesarios que componen el circuito electrónico: 1x transistor NPN MMBTA13LT1; 5x condensador 22 µF; 1x condensador 100 nF; 2x resistencia 820 Ω; 1x resistencia 120 kΩ; 2x conector SMA; 1x placa de circuito impreso. Circuito totalmente probado y en funcionamiento.	1	5.10 €	5.10 €
105	ud	Placa multiplicador capacitivo N1 Incluye todos los componentes y materiales necesarios que componen el circuito electrónico: 1x transistor PNP FZT05; 5x condensador 22 µF; 1x condensador 100 nF; 2x resistencia 820 Ω; 1x resistencia 33 kΩ; 2x conector SMA; 1x placa de circuito impreso. Circuito totalmente probado y en funcionamiento.	1	5.51 €	5.51 €
106	ud	Placa convertidor CC-CC T1 Incluye todos los componentes y materiales necesarios que componen el circuito electrónico: 1x convertidor conmutado CC-CC TDR 3-0523; 1x choque 7446621007; 2x bobina 74404031470A; 4x condensador 10 µF; 4x condensador 22 µF; 2x condensador 100 nF; 3x conector SMA; 1x placa de circuito impreso. Circuito totalmente probado y en funcionamiento.	1	36.44 €	36.44 €
107	ud	Placa DC-Block Incluye todos los componentes y materiales necesarios que componen el circuito electrónico: 2x condensador 100 µF; 1x resistencia 50 Ω; 2x conector SMA; 1x placa de circuito impreso. Circuito totalmente probado y en funcionamiento.	1	5.54 €	5.54 €

CÓDIGO	UNIDAD	DESCRIPCIÓN	MEDICIÓN	PRECIO UNITARIO	PRECIO TOTAL
108	ud	Carcasa mecánica pequeña Carcasa mecánica de material PLA para el recubrimiento de las placas pequeñas.	1	6.00 €	6.00 €
109	ud	Carcasa mecánica grande Carcasa mecánica de material PLA para el recubrimiento de la placa grande.	1	10.00 €	10.00 €
TOTAL CAPÍTULO 1					106.72€

CAPÍTULO 2: Equipos y software

201	licencia	Altium Designer Software para diseño de placas de circuito impreso. Licencia de uso Comercial. Amortización lineal con duración de 1 año y precio de adquisición de 3,000.00 €.	1	1,250.00 €	1,250.00 €
202	licencia	Autodesk fusion 360 Software para diseño mecánico. Licencia de uso académico individual.	1	0.00 €	0.00 €
203	licencia	OrCAD Capture CIS Software para automatización de circuitos electrónicos. Licencia de Cadence OrCAD de uso académico individual.	1	0.00 €	0.00 €
204	ud	Soldador JBC DDE Soldador de 148x120x232 mm/3.82 kg. Temperatura seleccionable de 90 a 450 °C. Incluye 1x unidad de control de trabajo pesado DDE-B, 1x manija T245-C, 1x soporte para T245-C. Amortización lineal con vida útil de 5 años y precio de adquisición de 690.00 €	1	57.50 €	57.50 €
205	ud	Multímetro digital EXTECH MN35 Multímetro digital compacto con 8 funciones y rango manual que permite medidas CA y CC a 600 V, resistencia con funciones de continuidad y diodo, corriente de CC a 10 A, temperatura y prueba de batería 9 V / 1.5 V Incluye batería de 9 V, cables de prueba y sonda de termopar tipo K. Amortización lineal con vida útil de 5 años y precio de adquisición de 22.00 €.	1	1.83 €	1.83 €
206	ud	Osciloscopio digital DS2302A Osciloscopio digital de 300 MHz de ancho de banda y una frecuencia de muestreo de 2 GSa/s. Incluye 2 canales con impedancia de entrada de 1 MΩ. Amortización lineal con vida útil de 7 años con precio de adquisición de 2,050.00 €.	1	122.02 €	122.02 €
207	ud	Fuente de alimentación DP832 Fuente de alimentación programable con dos canales de 30V/3 ^a , un canal de 5V/3 ^a , tres salidas conmutables de hasta 195W y con un ruido de ondulación bajo <350μVrms/2mVpp. Amortización lineal con vida útil de 7 años y precio de adquisición de 450.00 €.	1	26.78 €	26.78 €
208	ud	Amplificador de 59ension 351A-3-50-NI Amplificador de tensión de bajo ruido de hasta 1nV/VHz, con impedancias de entrada altas y bajas y ganancia ajustable. Amortización lineal con vida útil de 5 años y precio de adquisición de 750.00 €.	1	62.50 €	62.50 €
209	ud	Lock-in Amplifier HF2LI Amplificador de bloqueo digital con un ancho de banda de 50MHz y una frecuencia de muestreo de 210Ms/s. Incluye 2 generadores de señal, 2 entradas auxiliares y 4 salidas auxiliares. Amortización lineal con vida útil de 7 años y precio de adquisición de 14,000.00 €.	1	833.33 €	833.33 €

CÓDIGO	UNIDAD	DESCRIPCIÓN	MEDICIÓN	PRECIO UNITARIO	PRECIO TOTAL
210	ud	Impresora creality ender 3 Impresora 3D open source con dimensiones físicas de 220 x 220 x 250 mm. Dispone de un extrusor optimizado y una cama caliente. Automatización lineal con vida útil de 5 años y precio de adquisición de 200.00 €.	1	16.60 €	16.60 €
TOTAL CAPÍTULO 2					2,371.00€

CAPÍTULO 3: Recursos humanos					
301	hora	Ingeniera junior con especialidad en electrónica industrial Ingeniera en electrónica industrial con nivel de experiencia junior.	300	30.00 €	9,000.00 €
302	hora	Ingeniera senior con especialidad en electrónica industrial Supervisión por ingeniera electrónica industrial con nivel de experiencia senior.	50	50.00 €	2,500.00 €
TOTAL CAPÍTULO 3					11,500.00 €

La siguiente **Tabla 9** resume el presupuesto indicando la suma total cuya cantidad asciende a **TRECE MIL NOVECIENTOS SETENTA Y SIETE CON SETENTA Y DOS EUROS**.

Tabla 9. Resumen del presupuesto

CAPÍTULO	PRECIO TOTAL
Material	106.72 €
Equipos y Software	2,371.00 €
Recursos Humanos	11,500.00 €
TOTAL	13,977.72 €

7.2. IMPACTO SOCIOECONÓMICO

Cada vez más es más importante la velocidad y la calidad en la transmisión de los datos y cada día se van descubriendo nuevas posibilidades y aplicaciones para conseguirlo.

Un campo importante hoy en día son las tecnologías de ondas milimétricas. Actualmente estas tecnologías desempeñan un papel fundamental en la comunicación, la espectroscopía, la radioastronomía, etc,[24] ya que consiguen operar con una longitud de onda correspondiente a la región de microondas y de infrarrojo lejano cuya frecuencia supera el orden de los GHz. En el ámbito de la comunicación por ejemplo, existe una gran demanda por la tecnología 5G que requieren un rango de frecuencias muy extenso para conseguir alcanzar altas velocidades en la transferencia de datos. En este caso, las fuentes de alimentación de bajo ruido diseñadas en este proyecto están preparadas para ofrecer a estos sistemas una alimentación estable asegurando una eficiente transmisión de datos de alta calidad.

También es interesante la aplicación de las fuentes de alimentación en la interferometría óptica. Los interferómetros láser realizan medidas precisas de magnitudes físicas como puede ser la humedad, la temperatura, las vibraciones entre otros mediante la interferencia de dos haces de luz utilizando en ocasiones como sensor la fibra óptica. Su aplicación es fundamental para garantizar una fabricación de calidad evitando productos defectuosos. En este caso las fuentes de alimentación con bajo nivel de ruido presentan un papel fundamental para evitar la posibilidad de obtener medidas inexactas por el interferómetro.

En el área de la química o la bioquímica, cada vez más es frecuente el uso de la espectroscopia infrarroja para el análisis de los alimentos o de materiales. Estos sistemas mediante un láser como fuente de luz consiguen absorber la radiación infrarroja de las moléculas presentes en elementos sólidos para analizar su estado. La exactitud de los resultados expone la calidad del elemento sólido examinado y por ello, la estabilidad en el espectrómetro muestra una gran importancia. Una vez más, ofrecer una alimentación con niveles de ruido ultra bajos garantiza la exactitud en los resultados.

Cabe mencionar que a pesar de que el propósito de este proyecto fuera un diseño de fuentes de alimentación de ultra-bajo ruido orientado al uso en sistemas de diodos láser de altas prestaciones, estas pueden emplearse en cualquier ámbito de altas frecuencias o incluso en aquellos que operen a frecuencias más bajas donde el ruido no es un aspecto crítico para su funcionamiento.

8. BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS

- [1] “An Introduction to Switch-Mode Power Supplies” *Maxim Integrated*, Application Note 4087, sep.2007. [En línea]. Disponible en: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/4087>. [Accedido: Jun. 2019].
- [2] D. W. Hart and A. Barrado Bautista, *Electrónica de potencia*, 1ª ed. en español. ed. Madrid [etc.: : Prentice Hall, 2001.
- [3] R. Co, “Linear Regulator Specifications”, *Appl. Note, Linear Regulator Series*, no. 15020EAY18, pp. 1–13, Dic. 2015. [En línea]. Disponible en: https://d1d2qsbl8m0m72.cloudfront.net/en/products/databook/applinote/ic/power/linear_regulator/linearreg_spec_appli-e.pdf. [Accedido: Jun. 2019].
- [4] H. J. Zhang, “Basic Concepts of Linear Regulator and Switching Mode Power Supplies”, *Appl. Note, Linear Technol.*, vol. 140, pp. 1–16, Oct.2013.[En línea]. Disponible en: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN140fb.pdf>. [Accedido: Jun. 2019].
- [5] G. Vasilescu, *Electronic Noise and Interfering Signals Principles and Applications*. París, Francia: Springer, 2005.
- [6] “Application Note PN9000 Automated Phase Noise Measurement System Application Note #1”, *NoiseExtended Technologies*, [En línea]. Disponible en: http://www.noisext.com/PDF/Application_Note_1.pdf. [Accedido: Jun. 2019].
- [7] J. M. Drake Moyano, “Ruidos e Interferencias: Técnicas de reducción”, Dpto. de Electrónica y Computadores, Universidad de Cantabria, Santander, España, 2005. [En línea]. Disponible en: https://www.ctr.unican.es/asignaturas/instrumentacion_5_IT/IEC_4.pdf. [Accedido: Jun. 2019].
- [8] “Understanding Noise in the Signal Chain Webinar”. Renesas Electronics. [En línea]. Disponible en: <https://www.renesas.com/eu/en/support/videos/semiconductor-noise-calculator-webinar.html>. [Accedido: Jun. 2019].
- [9] J.C. Teel, “Understanding noise in linear regulators”, *Analog Applications Journal*, pp. 5-8, 2005. [En línea]. Disponible en: <http://www.ti.com/lit/an/slyt201/slyt201.pdf>. [Acceso en: Jun. 2019].
- [10] K. Scott y T. Bonte, “Output Voltage Noise Measurements for Linear Regulators”. Analog Devices. [En línea]. Disponible en: <https://www.analog.com/en/technical-articles/output-voltage-noise-measurements-for-linear-regulators.html>. [Accedido: Jun. 2019].
- [11] L. Liu, “Comprehensively Understand and Analyze Switching Regulator Noise”. Analog Devices. [En línea]. Disponible en: <https://www.analog.com/en/technical-articles/comprehensively-understand-and-analyze-switching-regulator-noise.html> [Accedido: Jun. 2019].

- [12] “Comprehensively Understand and Analyze Switching Regulator Noise”. Analog Devices. [En línea]. Disponible en: <https://www.analog.com/en/technical-articles/comprehensively-understand-and-analyze-switching-regulator-noise.html>. [Accedido: Jun. 2019].
- [13] Z. Instruments, “Principles of lock-in detection and the state of the art”, pp.1-10, Nov. 2016. [En línea]. Disponible en: https://www.zhinst.com/sites/default/files/li_primer/zi_whitepaper_principles_of_lock-in_detection.pdf. [Accedido: Jun. 2019].
- [14] “Lock-in Amplifier and Applications What is a Lock in Amplifier?”. [En línea]. Disponible en: <https://www.lehigh.edu/~jph7/website/Physics262/LockInAmplifierAndApplications.pdf>. [Accedido: Jun. 2019].
- [15] X. Paradell, “Lucha contra las interferencias y el ruido eléctrico”. cq-radio. [En línea]. Disponible en: https://www.gub.uy/unidad-reguladora-servicios-comunicaciones/sites/unidad-reguladora-servicios-comunicaciones/files/documentos/publicaciones/Interferencias%20por%20%C3%A1mparas%20bajo%20consumo%20Abr%2008_0.pdf. [Accedido: Jun. 2019].
- [16] “Señales de Modo Común Vs. a las Señales de Modo Diferencial”. Wurth Electronics Midcom. [En línea]. Disponible en: https://www.wurth-electronics.com/web/en/passive_components_custom_magnetics/blog_pbcm/blog_detail_electronics_in_action_99006.php [Accedido: Jun. 2019].
- [17] “Differential and common mode noise”. Murata. [En línea]. Disponible en: <https://www.murata.com/~media/webrenewal/products/emc/emifil/knowhow/26to30.ashx>. [Accedido: Jun. 2019]
- [18] “GENERAL DESCRIPTION ADM7151”. Analog Devices. [En línea]. Disponible en: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADM7151.pdf>. [Accedido: Jun.2019].
- [19] “LT3045 20V, 500mA, Ultralow Noise, Ultrahigh PSRR, Linear Regulator”. Analog Devices. [En línea]. Disponible en: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3045fa.pdf>. [Accedido: Jun. 2019].
- [20] “LT3094 -20V, 500mA, Ultralow Noise, Ultrahigh PSRR, Negative Linear Regulator”. Analog Devices. [En línea]. Disponible en: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LT3094.pdf>. [Accedido: Jun. 2019].
- [21] “HF2 User Manual-LabOne Edition”, Zurich Instruments, pp. 1-736, 2008.[En línea]. Disponible en: https://www.zhinst.com/sites/default/files/ziHF2_UserManual_LabOne_58300.pdf. [Accedido: Jun. 2019].
- [22] “RIGOL User’s Guide MSO2000A/DS2000A Series Digital Oscilloscope”, 2015. [En línea]. Disponible en: http://beyondmeasure.rigoltech.com/acton/attachment/1579/f-0509/1/-/-/-/-/MSO2000A%26DS2000A_UserGuide.pdf. [Accedido en: Jun. 2019].

- [23] “MODEL 351A”. Analog Modules. [En línea]. Disponible en: <https://www.analogmodules.com/admincenter/datasheets/351a.pdf>. [Accedido: Jun. 2019].
- [24] “Onda Milimétrica”. [En línea]. Disponible en: <http://www.nuctech.com/es/SitePages/ThNormalPage.aspx?nk=TECH&k=DBA DFB>. [Accedido: Jun. 2019].

ANEXO I: SEÑALES Y DATOS EXPERIMENTALES DE DENSIDADES ESPECTRALES DE RUIDO EN FUENTES DE ALIMENTACIÓN

ADM7151

Frecuencias bajas

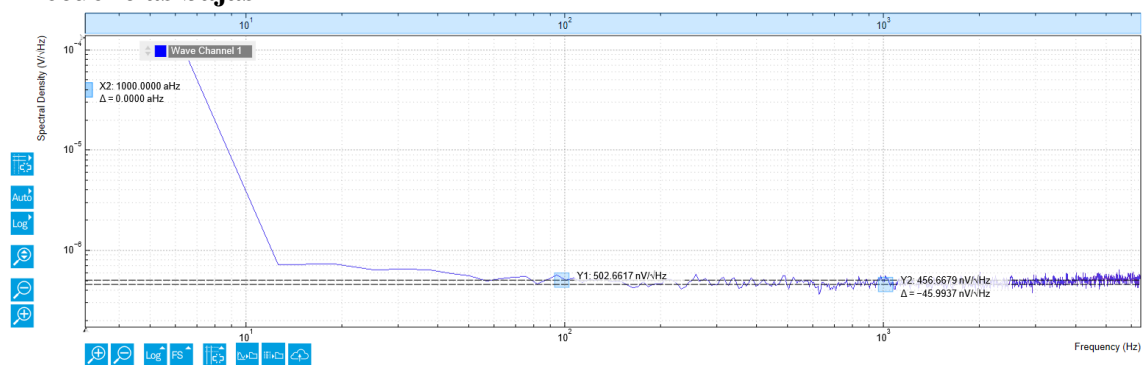


Figura 62. Respuesta de densidad espectral de ruido a frecuencias bajas del ADM7151

Frecuencias medias

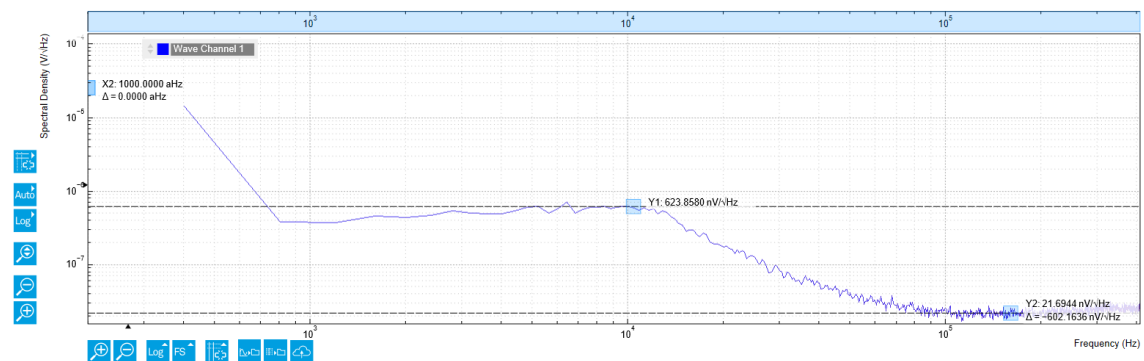


Figura 63. Respuesta de densidad espectral de ruido a frecuencias medias del ADM7151

Frecuencias altas

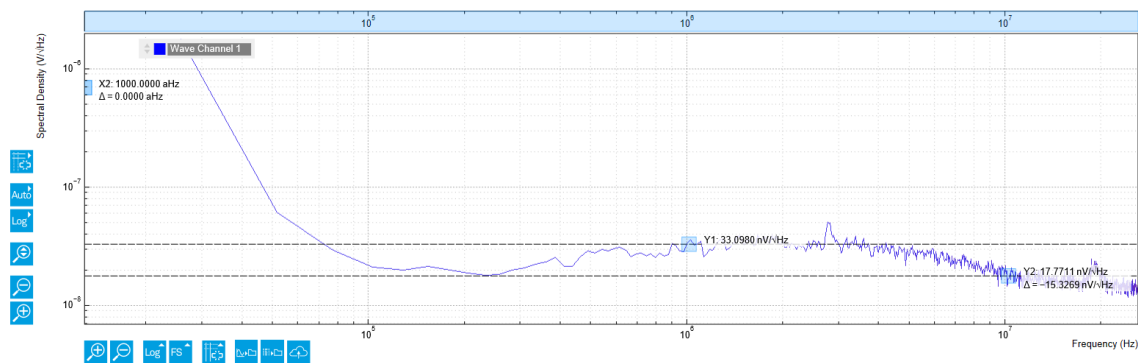


Figura 64. Respuesta de densidad espectral de ruido a frecuencias altas del ADM7151

LT3045

Frecuencias bajas

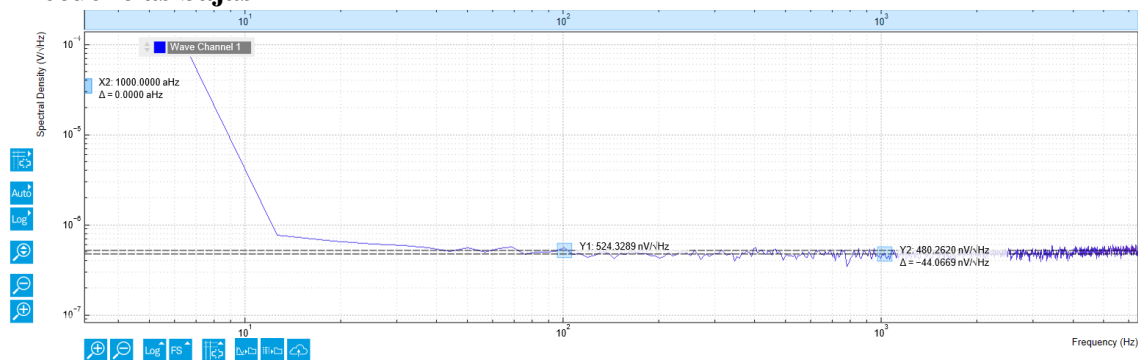


Figura 65. Respuesta de densidad espectral de ruido a frecuencias bajas del LT3045

Frecuencias medias

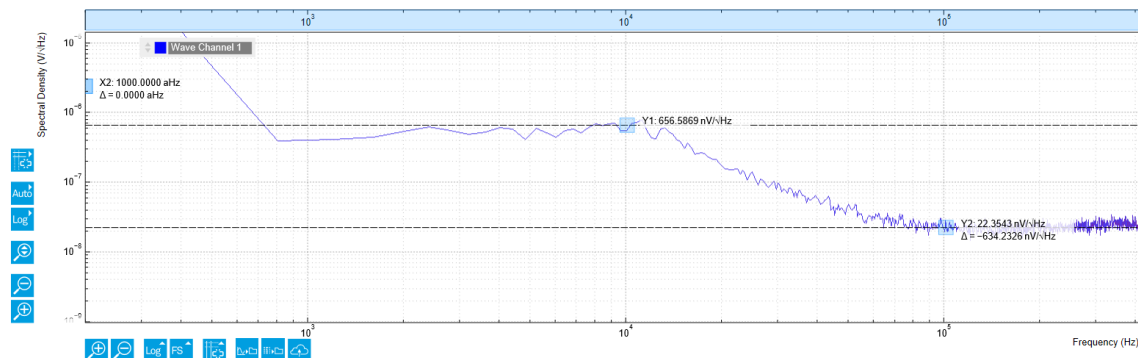


Figura 66. Respuesta de densidad espectral de ruido a frecuencias medias del LT3045

Frecuencias altas

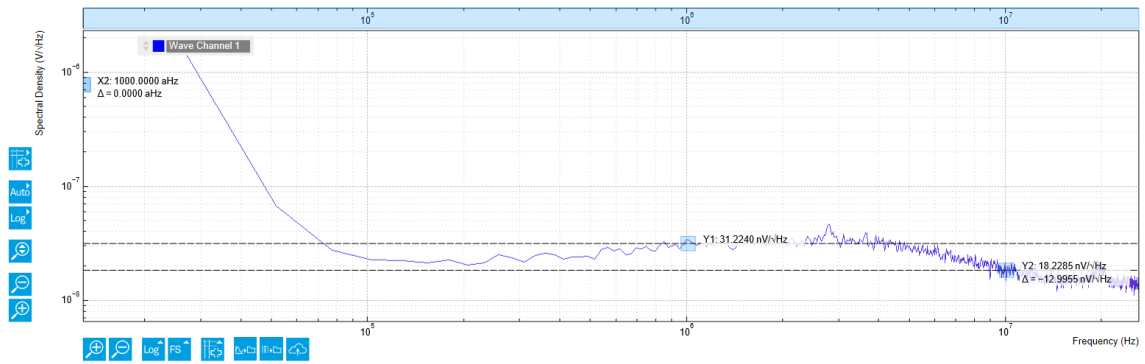


Figura 67. Respuesta de densidad espectral de ruido a frecuencias altas del LT3045

LT3094

Frecuencias bajas

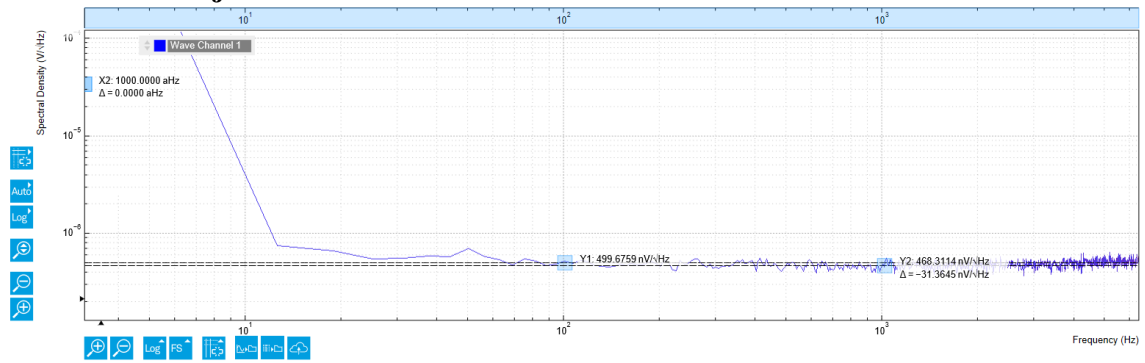


Figura 68. Respuesta de densidad espectral de ruido a frecuencias bajas del LT3094

Frecuencias medias

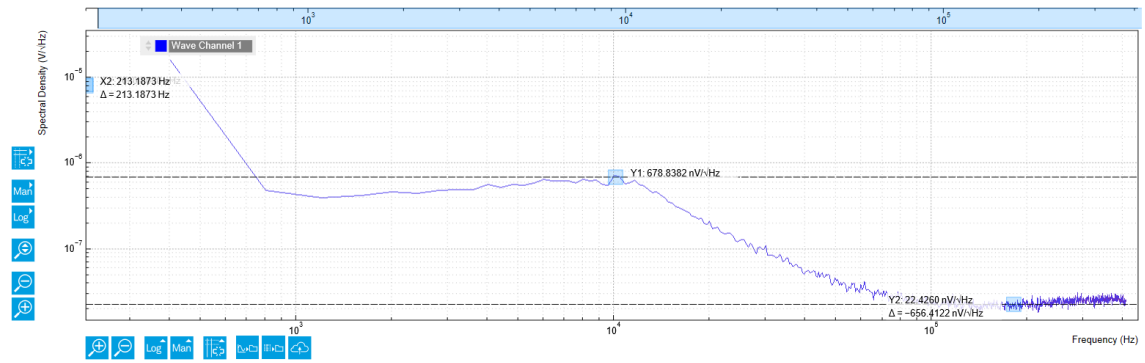


Figura 69. Respuesta de densidad espectral de ruido a frecuencias medias del LT3094

Frecuencias altas

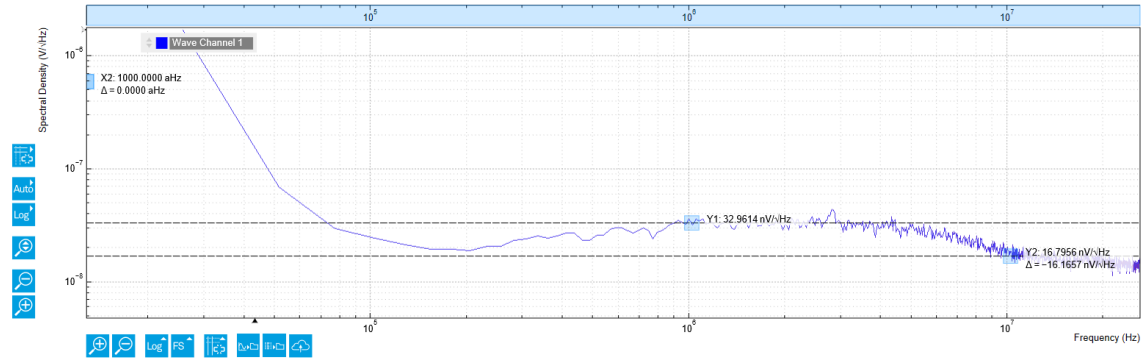
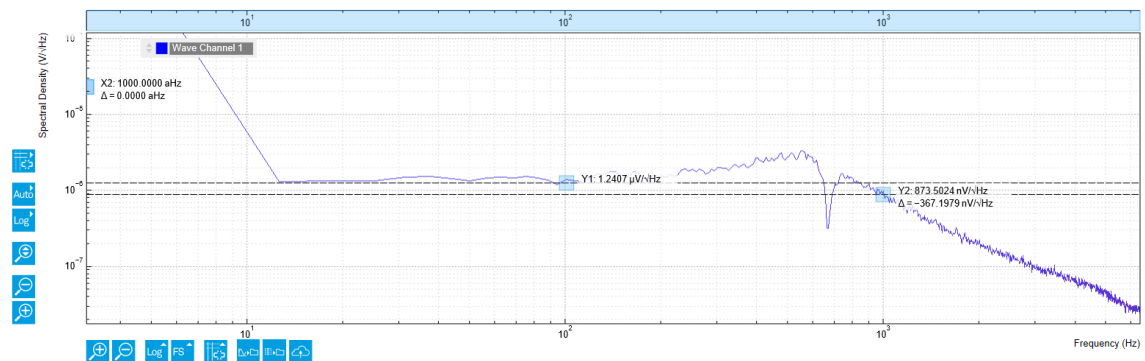


Figura 70. Respuesta de densidad espectral de ruido a frecuencias altas del LT3094

CONVERTIDOR CONMUTADO TDR 3-0523

Frecuencias bajas-Salida positiva sin MC

a)



b)

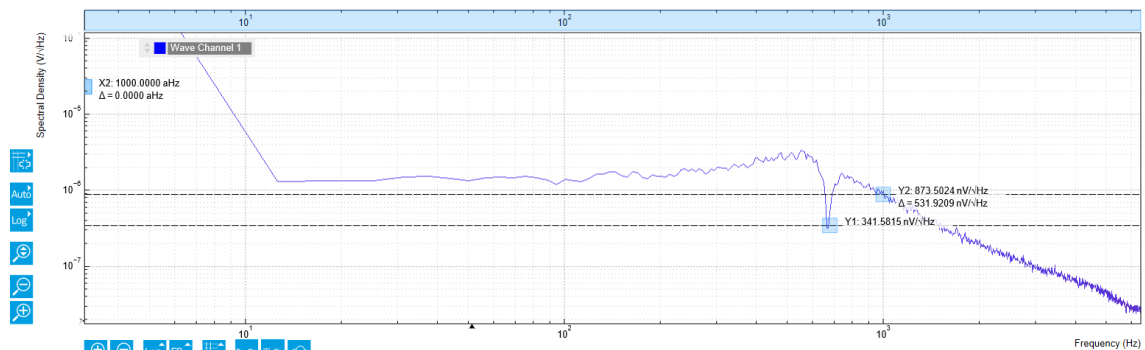
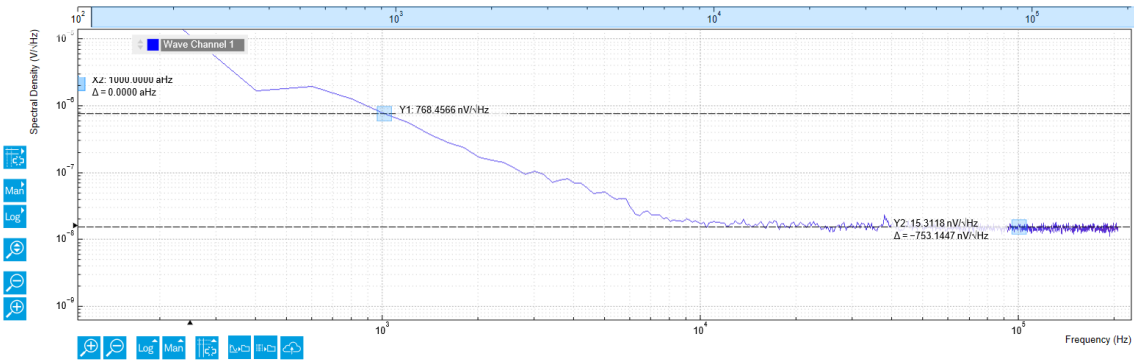


Figura 71. Respuesta de densidad espectral a frecuencias bajas de salida positiva del TDR 3-0523 sin MC

Frecuencias medias-Salida positiva sin MC

a)



b)

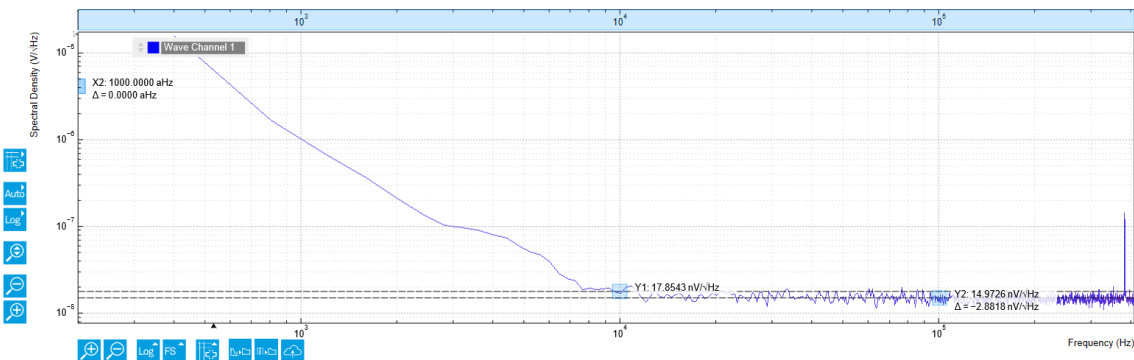
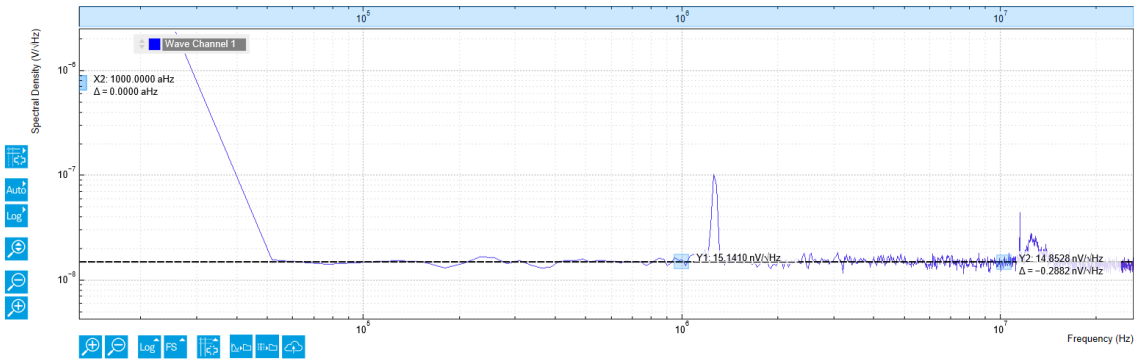


Figura 72. Respuesta de densidad espectral a frecuencias medias de salida positiva del TDR 3-0523 sin MC

Frecuencias altas-Salida positiva sin MC

a)



b)

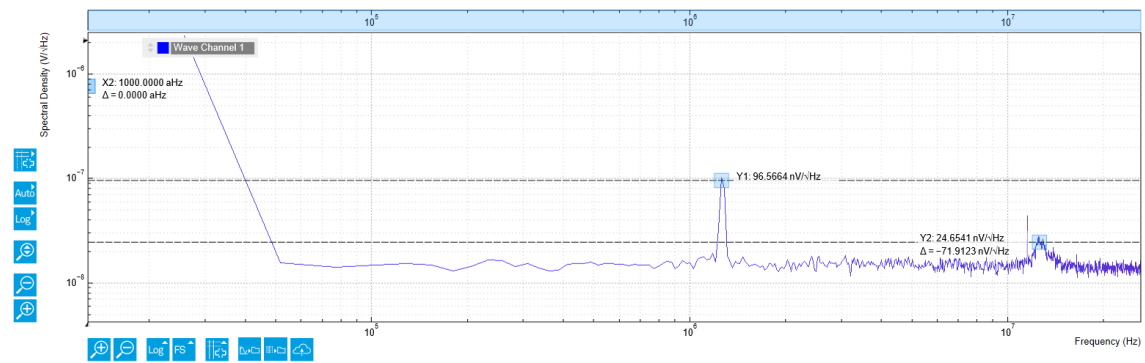
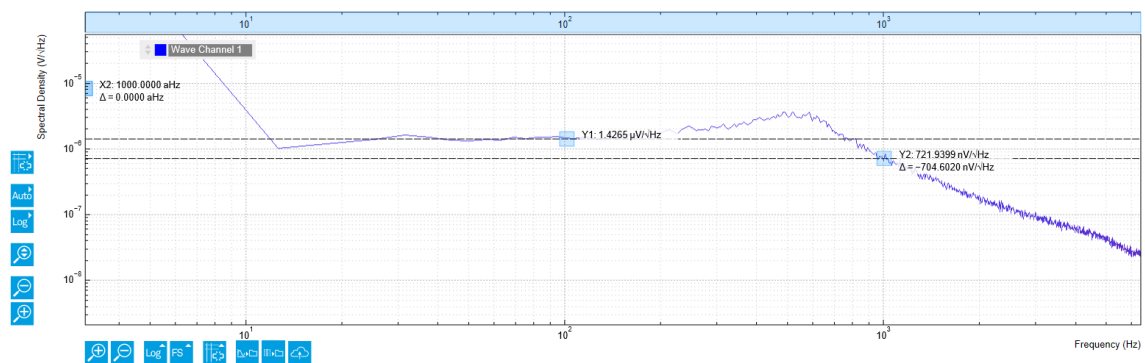


Figura 73. Respuesta de densidad espectral a frecuencias altas de salida positiva del TDR 3-0523 sin MC

Frecuencias bajas-Salida negativa sin MC

a)



b)

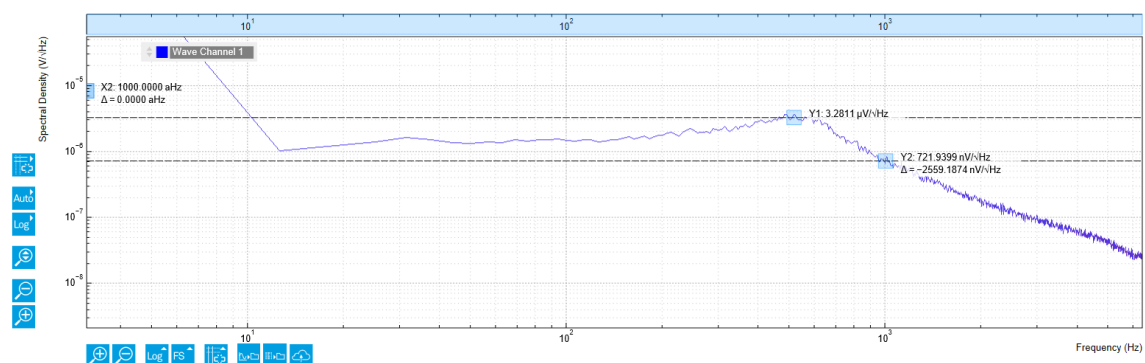
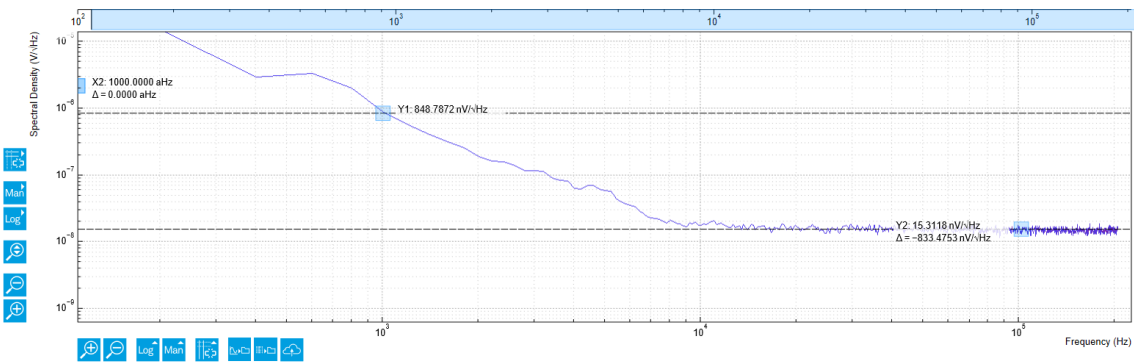


Figura 74. Respuesta de densidad espectral a frecuencias bajas de salida negativa del TDR 3-0523 sin MC

Frecuencias medias-Salida negativa sin MC

a)



b)

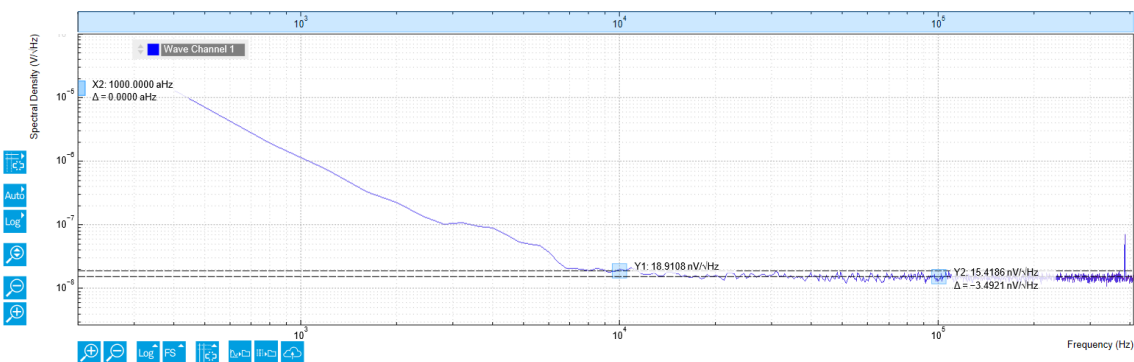
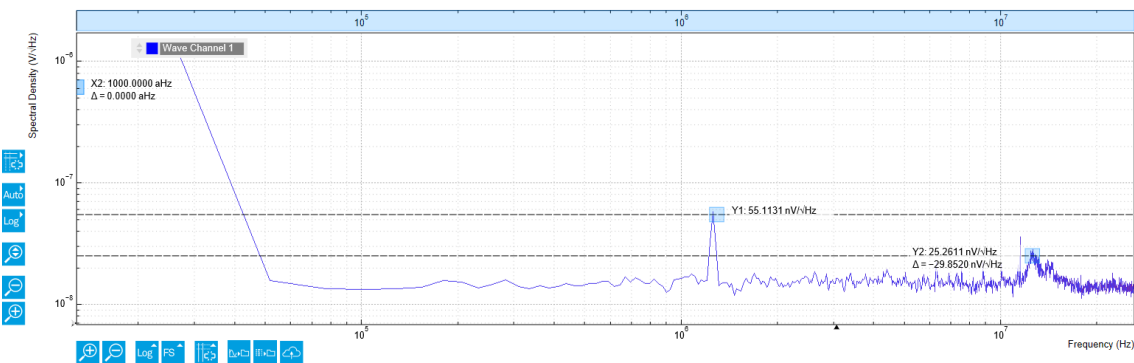


Figura 75. Respuesta de densidad espectral a frecuencias medias de salida negativa del TDR 3-0523 sin MC

Frecuencias altas-Salida negativa sin MC

a)



b)

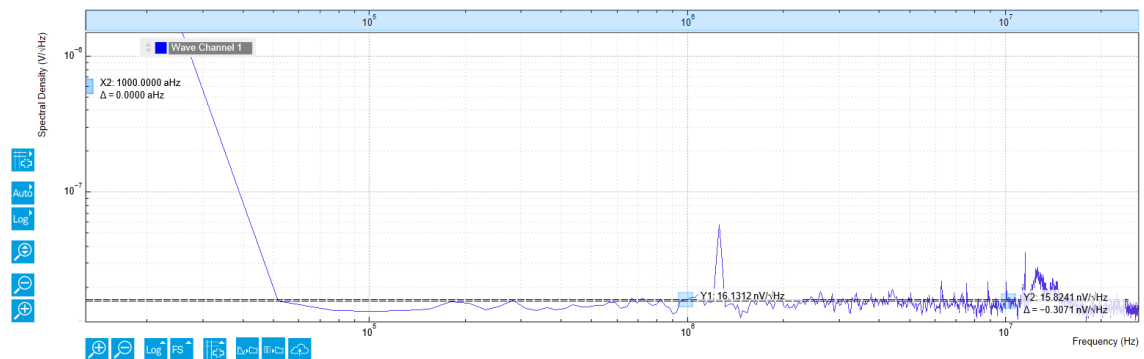


Figura 76. Respuesta de densidad espectral a frecuencias altas de salida negativa del TDR 3-0523 sin MC

Frecuencias bajas-Salida positiva con MC

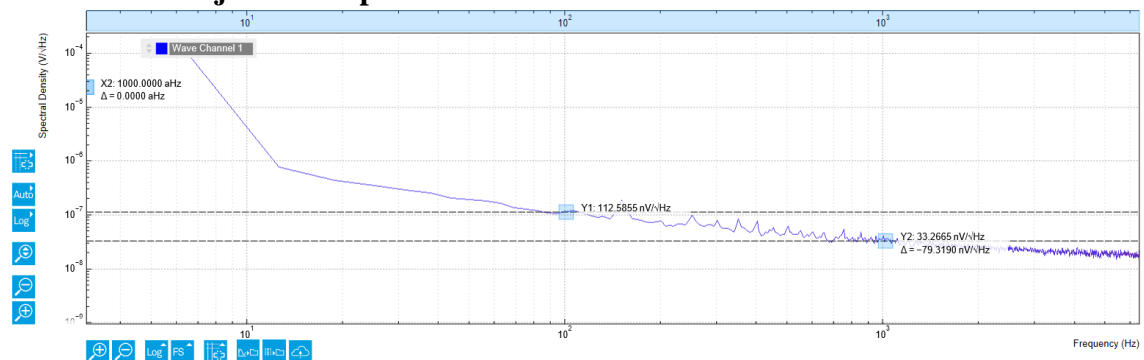


Figura 77. Respuesta de densidad espectral a frecuencias bajas de salida positiva del TDR 3-0523 con MC

Frecuencias medias-Salida positiva con MC

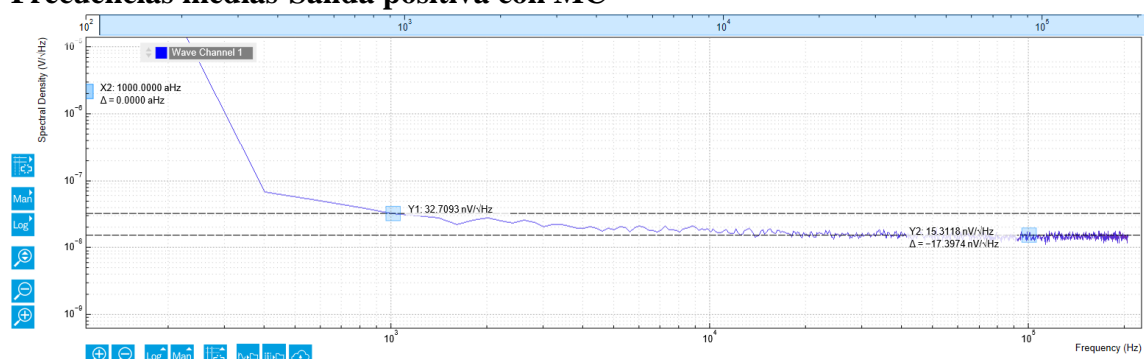


Figura 78. Respuesta de densidad espectral a frecuencias medias de salida positiva del TDR 3-0523 con MC

Frecuencias altas-Salida positiva con MC

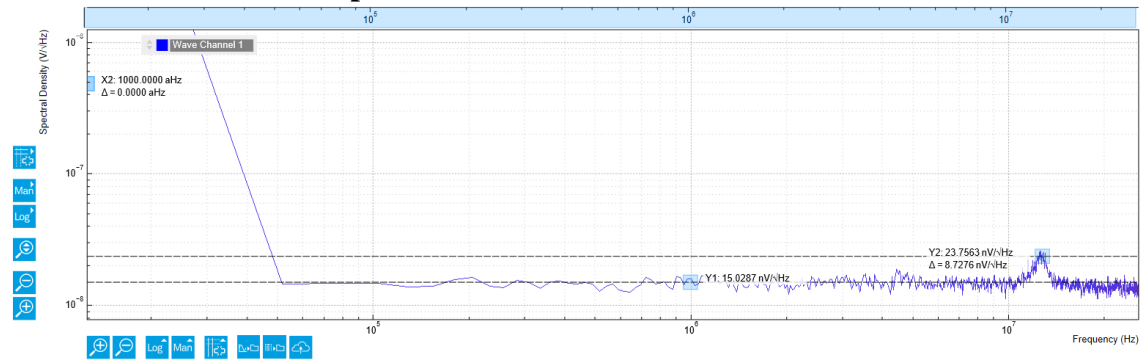


Figura 79. Respuesta de densidad espectral a frecuencias altas de salida positiva del TDR 3-0523 con MC

Frecuencias bajas-Salida negativa con MC

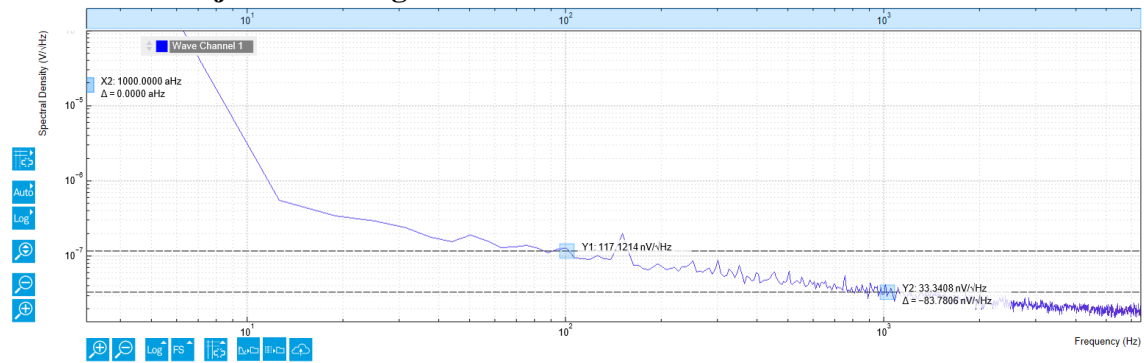


Figura 80. Respuesta de densidad espectral a frecuencias bajas de salida negativa del TDR 3-0523 con MC

Frecuencias medias-Salida negativa con MC

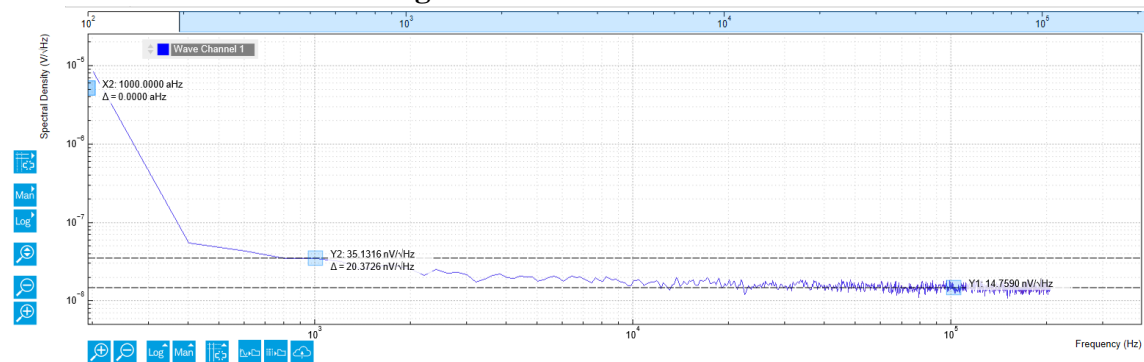


Figura 81. Respuesta de densidad espectral a frecuencias medias de salida negativa del TDR 3-0523 con MC

Frecuencias altas-Salida negativa con MC

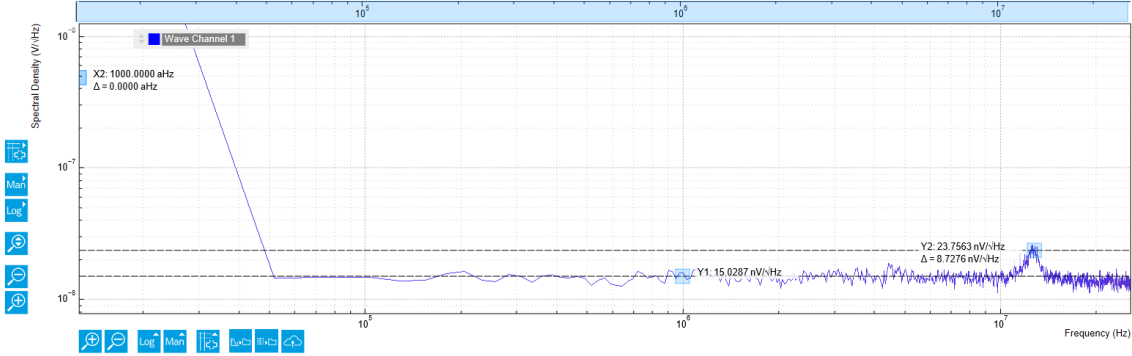


Figura 82. Respuesta de densidad espectral a frecuencias altas de salida negativa del TDR 3-0523 con MC

Comparativa de todas las medidas experimentales:

Tabla 10. Resumen de resultados experimentales

Tarjeta	Ruido con amplificador (nV/√Hz)	Ruido sin amplificador (nV/√Hz)
ADM7151	623.85 @ 10kHz	1.56 @ 10kHz
LT3045	656.59 @ 10kHz	1.64 @ 10kHz
LT3094	678.83 @ 10kHz	1.7 @ 10kHz
Convertidor +	No empleado	873.5 @ 1kHz - 14.97 @ 100kHz
Convertidor -	No empleado	721.93 @ 1kHz - 15.42 @ 100kHz
Convertidor + MC	No empleado	33.27 @ 1kHz - 15.31 @ 100kHz
Convertidor - MC	No empleado	33.34 @ 1kHz - 14.76 @ 100kHz